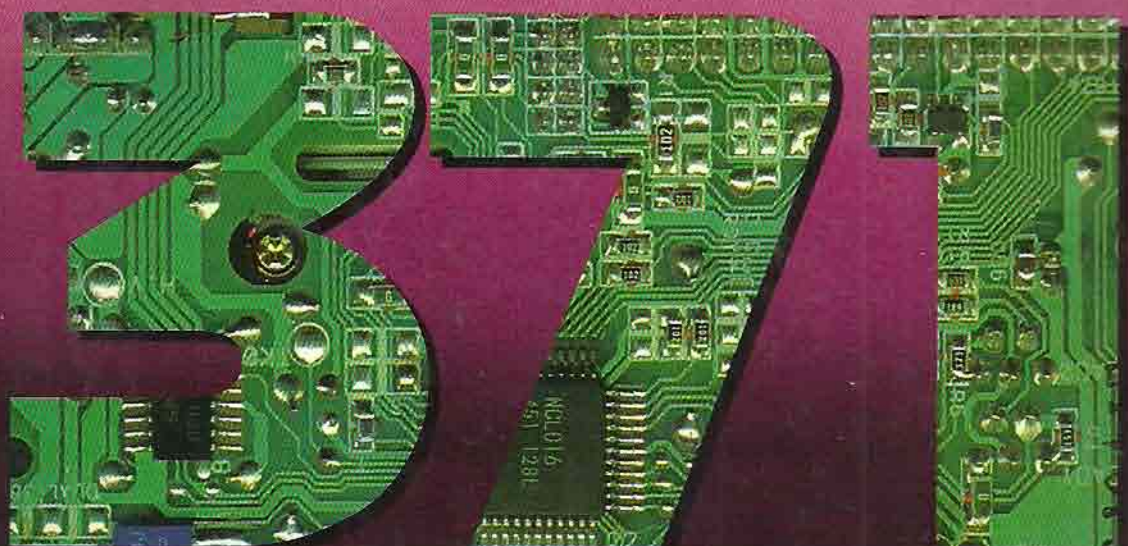
Electronică

16

Andrei Ciontu

Ilie Mihăescu



371 SCHEME ELECTRONICE

Teora

În această lucrare sunt prezentate circuite electronice de bază, monofuncțiune: redresorul, amplificatorul, oscilatorul, temporizatorul, filtrul etc.

Schemele sunt diverse în concepție, începând de la cele realizate cu componente discrete (diode și tranzistoare), până la cele care folosesc și circuite integrate de uz general sau specializate.

Nu se insistă pe aplicațiile practice ale circuitelor electronice respective, pentru a nu se pierde din vedere logica succesiunii lor. De exemplu, un oscilator de RF, prezentat în carte, poate fi folosit la emițătorul sau la receptorul radio, în detectorul de prezență a metalelor, pentru a realiza detectarea prin efect Doppler a mișcării unei suprafețe reflectante în zona de acțiune (în cadrul senzorilor – în sistemele de alarmare), pentru scopuri medical-terapeutice etc.

Seria Electronică Nr. 16

Andrei Ciontu

Ilie Mihăescu

371 scheme electronice

Teora

Titlul: 371 scheme electronice

Teora

CP 79-30, cod 72450 București, România
Tel.: 619.30.04
Fax: 210.38.28

Distribuție:

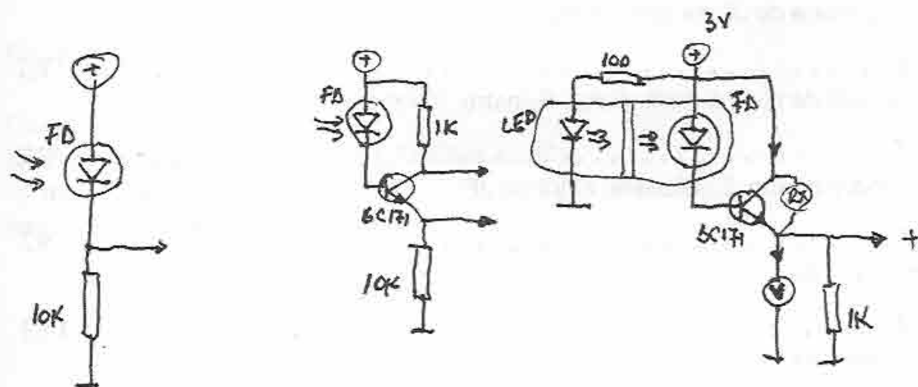
București: B-dul Al. I. Cuza nr. 39; tel./fax: 222.45.33
Sibiu: Șos. Alba Iulia nr. 40; tel.: 069/21.04.72; fax: 069/23.51.27
Bacău: Calea Mărășești nr. 5; tel./fax: 034/18.18.26

Teora – Cartea prin poștă

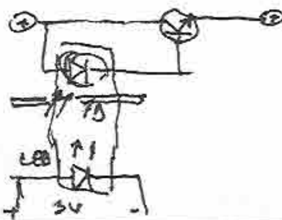
CP 79-30, cod 72450 București, România
Tel./Fax: 635.14.41

Coperta: Valentin Tănase
NOT: 1504 TEH SCHEME ELECTRONICE, 371
ISBN 973-601-437-1
Printed in România

Cuprins


FD
10K
FD
1K
BC171
10K
3V
100
LED
FD
BC171
1K


FD


FD
LED
3V

DIN PARTEA AUTORILOR

Recunoaștem de la bun început că, în „încercarea" noastră, suntem inspirați de John Marcus (*Electronic Circuits Manual*) și Rudolf Graf (*The Encyclopedia of Electronic Circuits*). Inspirați ca mod de redactare, poate puțin și ca mod de organizare a materialului (noi pretindem că l-am organizat mai rațional!), dar nu în ceea ce privește conținutul: nu s-a utilizat nici o schemă din aceste cărți. Schemele prezentate aici sunt preluate din diverse reviste de electronică (lista lor este dată la sfârșitul lucrării) la care redacția revistei TEHNIUM este abonată și din care autorii au făcut selecțiuni și traduceri rezumative pentru rubrica „REVISTA REVISTELOR". O mică parte dintre scheme sunt originale, fie creație a autorilor, fie adaptări la componente active românești ale unor scheme, experimentate de autori.

Cu redacțiile revistelor menționate în lista de la sfârșitul lucrării redacția revistei TEHNIUM are convenții scrise de preluare și reproducere de articole, pe bază de reciprocitate.

Autorii speră ca această culegere de scheme să fie de folos tuturor cititorilor pasionați de electronică. Scopul urmărit este să ofere celor interesați „o idee" – pe care cunoștințele și priceperea cititorilor să le dea posibilitatea s-o traducă în practică. În acest prim volum (sperăm să mai apară și altele), cele 371 de scheme sunt circuite electronice de bază, monofuncțiune, cum ar fi: redresor, amplificator, oscilator, temporizator, filtru etc. Schemele sunt diverse în concepție, începând de la cele realizate în totalitate cu componente discrete (diode și tranzistoare), până la cele care folosesc și circuite integrate de uz general sau specializate.

În prezentul volum nu se insistă pe aplicații, pe folosirea practică a schemelor electronice (aceasta se va face într-un alt volum). De exemplu, un oscilator de RF poate fi folosit la emițătorul sau la receptorul radio, în detectorul de prezență a metalelor, pentru a realiza detectarea prin efect Doppler a mișcării unei suprafețe reflectante în zona de acțiune (în cadrul senzorilor – în sistemele de alarmare), în scopuri medical-terapeutice etc. Ceea ce reproșăm noi celor două cărți care ne-au inspirat, citate mai înainte, este tocmai faptul că, în ele, capitolele ce se referă la circuitele electronice de bază se întrepătrund cu cele rezervate aplicațiilor acestora, logica succesiunii lor nefiind evidentă cititorilor.

Așteptăm cu interes sugestiile dumneavoastră, în vederea îmbunătățirii unor viitoare ediții.

AUTORII

REDRESOARE. STABILIZATOARE

1. ALIMENTATOR STABILIZAT SIMPLU

O ingenioasă soluție pentru obținerea unei tensiuni stabilizate dintr-un redresor oarecare este prezentată în figura alăturată. Pe o plăcuță de aluminiu se montează un tranzistor de putere împreună cu dioda Zener și piesele aferente. Această plăcuță se montează la ieșirea redresorului.

În funcție de tipul diodei Zener se pot obține diferite valori pentru tensiunea de ieșire.

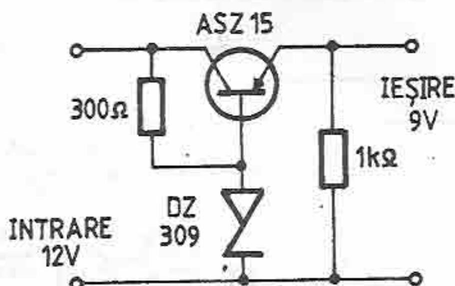


Fig. 1.1

2. STABILIZATOR DE TENSIUNE

Montajul din figura 1.2 este, în principiu, cunoscut, conținând redresorul și stabilizatorul electronic. Particularitatea constă în faptul că tensiunea la ieșire este lin crescătoare în timp, situație creată pentru a proteja consumatorul. La cuplarea la rețea, întâi se anclanșează releul înseriat cu un circuit de temporizare; apoi, prin contactele acestui releu, se stabilește și cuplajul între tranzistoarele din stabilizator.

Dioda Zener folosită dictează limitele de reglare a tensiunii la ieșire. În cazul tensiunii de 12 V, dioda Zener este de tipul PL16.

Valorile condensatoarelor sunt date în µF.

3. STABILIZATOR PROTEJAT LA SCURTCIRCUIT

Stabilizatorul a cărui schemă este dată în figura 1.3 are următorii parametri :

– tensiune continuă reglabilă (continuu) în intervalul 12 V÷24 V;

– curent maxim debitat de cca. 2,5 A;

– protecție automată la scurtcircuit cu prag fix de anclanșare (la cca. 2,5 A) și cu revenire automată;

– nivel foarte scăzut al ondulațiilor din tensiunea de ieșire;

– rezistență de ieșire relativ mică (cca. 0,05 Ω).

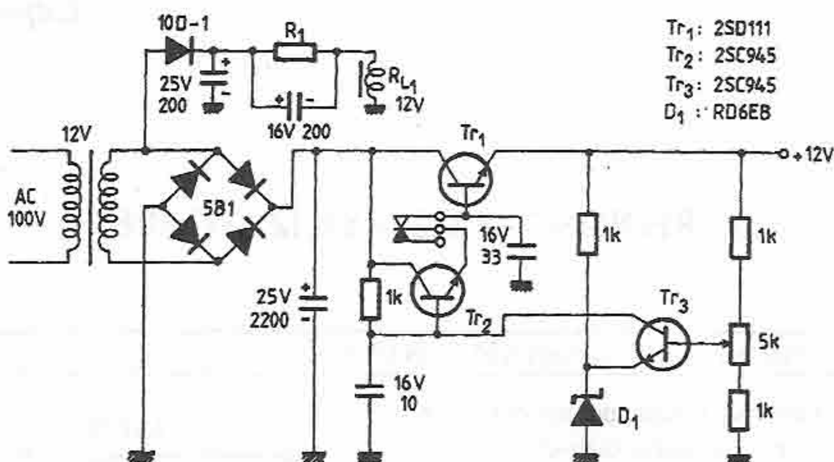


Fig. 1.2

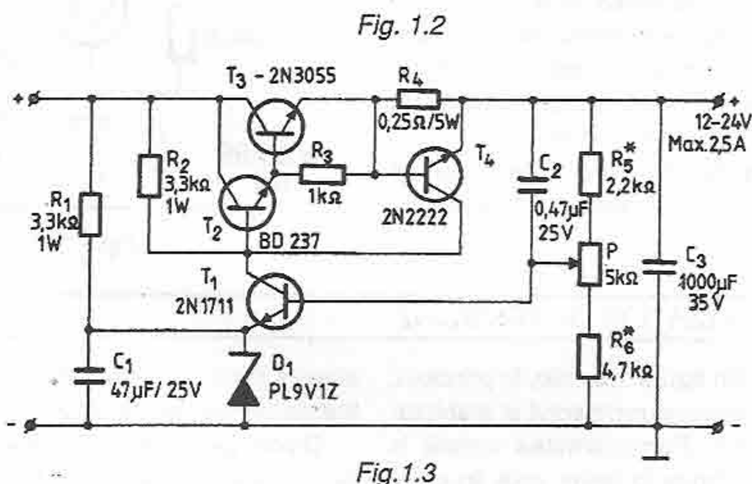


Fig.1.3

4. REDRESOR CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL BI-FET

Acest redresor folosește un amplificator operațional BI-FET de tipul TL081. Banda de trecere este de aproximativ 2 MHz, iar impedanța de intrare este mare. Consumul etajului este de aproximativ 1 mA.

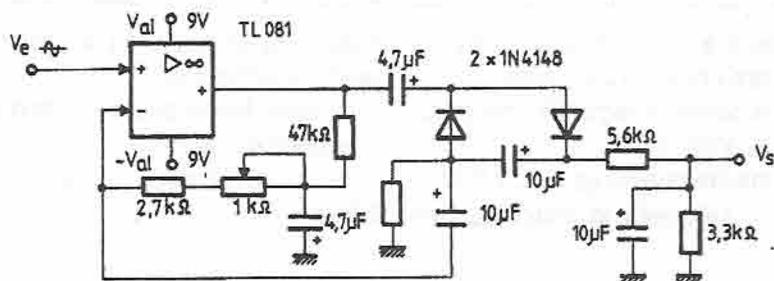


Fig.1.4

5. REDRESOR FĂRĂ TRANSFORMATOR

Montajul permite obținerea direct din rețeaua de 220 V a unei tensiuni de 12 V la un curent de maximum 10 mA, fără a utiliza un transformator.

Montajul este foarte util în alimentarea unor instrumente de măsură, ceasuri etc. În emitorul tranzistorului este montată o diodă Zener de 11 V (PL11). Tiristorul trebuie să suporte 150 V / 500 mA.

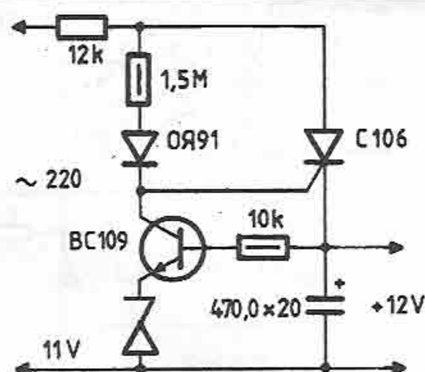


Fig. 1.5

6. REDUCĂTOR DE TENSIUNE

Schema permite alimentarea unor aparate care funcționează cu 6 V, de la un acumulator de 12 V. Circuitul este un reducător de tensiune prevăzut cu un circuit MA7805.

În schemă C_1 = 100 μF, C_2 = 50 μF, R_1 = 100 Ω, R_2 = 18 Ω.

Circuitul MA7805 are terminalele notate așa cum apar în schemă.

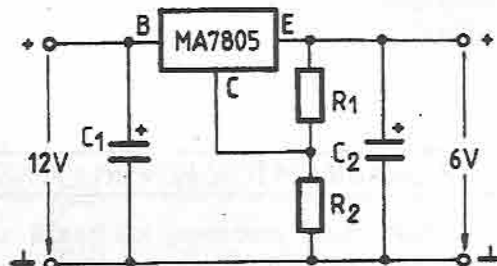


Fig. 1.6

7. ÎNCĂRCĂTOR PENTRU ACUMULATOARE NiCd

Se știe că bateriile de acumulatoare NiCd impun, pe perioada încărcării, un curent cu o valoare bine precizată.

Încărcătorul din figura alăturată este special construit în acest scop și cu el se pot încărca, simultan, patru baterii.

Pe fiecare braț, curentul este controlat de un tranzistor care, la rândul său, primește o tensiune stabilizată de la circuitul 7808. Valoarea curenților de încărcare se alege din comutatorul K2; aici, pe poziția 1, curentul are valoarea de 90 mA, iar pe pozițiile 2 și 3 valoarea curentului se poate stabili între 100 și 300 mA.Tranzistoarele sunt de tip BD, respectiv VT1 ÷ VT4 = BD136, iar VT5 este de tip BD135 ÷ BD139. Puntea redresoare este de tip 1PM05, iar diodele VD5 ÷ VD8 sunt de tip 1N4001.

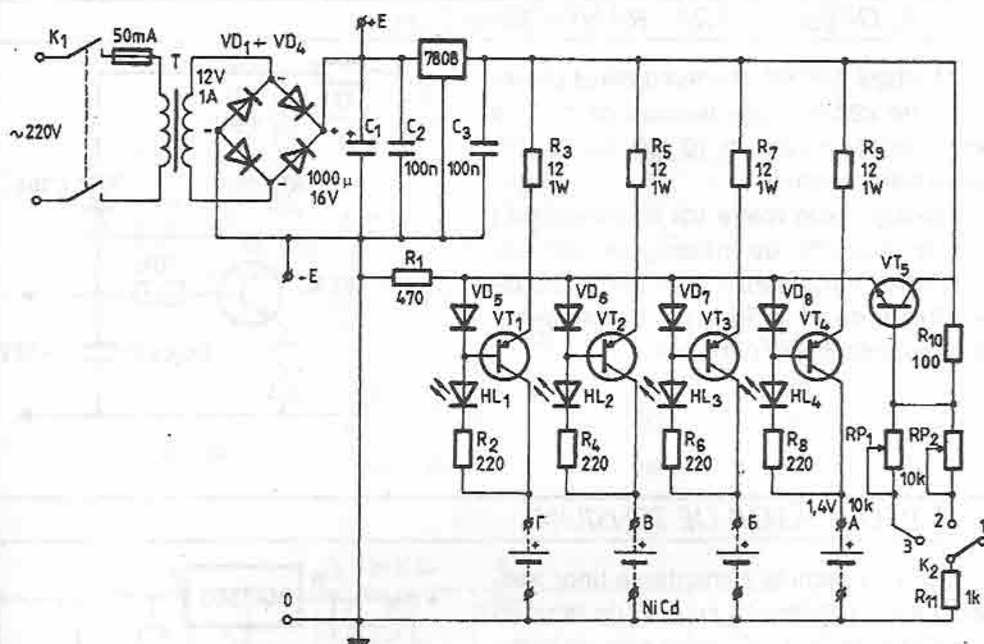


Fig.1.7

8. STABILIZATOR PENTRU TENSIUNI MARI

Alimentatorul prezentat furnizează o tensiune stabilizată ce poate fi folosită la alimentarea grilelor ecran ale tuburilor din amplificatoarele liniare ale emițătoarelor SSB, a oscilatoarelor cu tuburi, a amplificatoarelor de deflexie pe orizontală sau pe verticală din osciloscoape, etc.

Tensiunea poate fi modificată continuu între 50 și 250 V. Reglajul se efectuează din potențiometrul P, cu valoarea de 1 MΩ. Tranzistorul T_1 poate disipa o putere de cca. 6 W, dacă este montat pe un radiator cu o suprafață de 30 ÷ 70 cm^2.

Curentul maxim furnizat depinde de tensiunea de ieșire (puterea disipată de tranzistorul T_1 nu trebuie să depășească valoarea de 6 W). Pentru o tensiune de ieșire de 50 V, curentul maxim debitat este de 25 mA, iar pentru 250 V, de 120 mA. Precizia stabilizării este de 0,5%, suficientă pentru aplicațiile amintite mai sus.

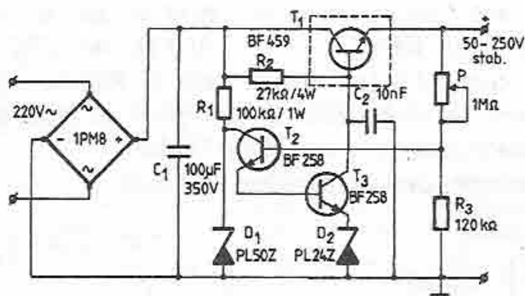


Fig. 1.8

9. SISTEM DE ÎNCĂRCARE PENTRU ACUMULATOARE NiCd

În schema alăturată este prezentat un sistem de încărcare pentru acumulatoarele NiCd cu un curent de 45 ÷ 50 mA și tensiunea de 12 V (10 x 1,2 V).

Curentul de încărcare trece printr-o diodă LED, care, în timpul încărcării acumulatorului, se deschide. Când procesul de încărcare s-a încheiat, dioda se stinge. Dioda LED trebuie să suporte curentul de încărcare (se pot monta mai multe diode în paralel).

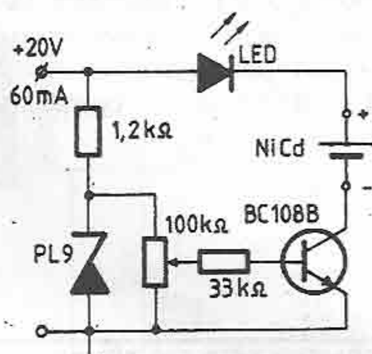


Fig. 1.9

10. ALIMENTATOR STABILIZAT

Acest aparat este util în alimentarea unor montaje (se pot obține tensiuni între 5 ÷ 18 V, la un curent de până la 2 A).

Elementul principal de stabilizare îl constituie circuitul integrat 723 sau echivalentele UL7523N, MAA723, IPH723, µA723, A723PC, KP142EH1.

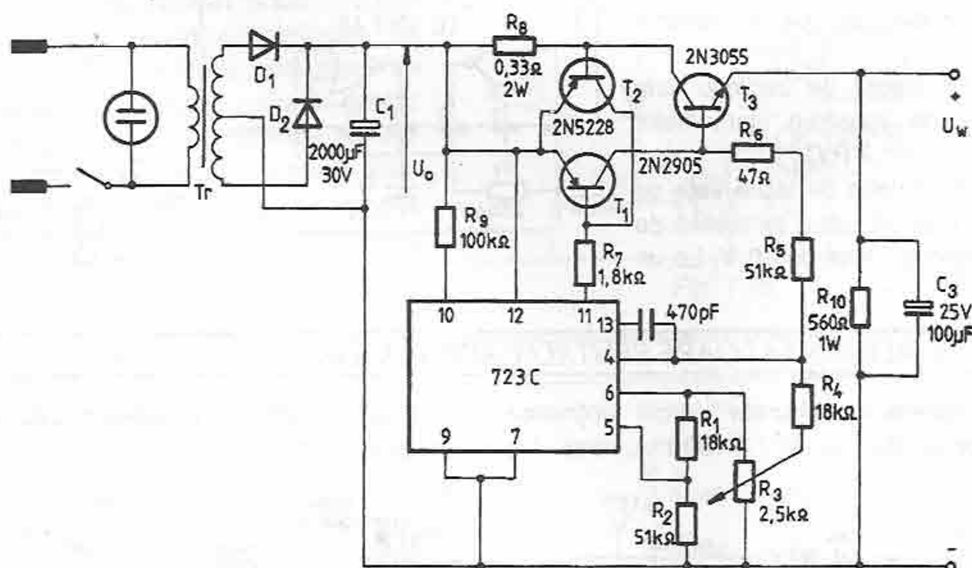


Fig. 1.10

11. SURSĂ DE TENSIUNE MULTIPLĂ

Plecând de la o tensiune U, se obține (prin intermediul unei punți redresoare) o tensiune de bază U_1, iar prin dublare încă două tensiuni. Una este dublă față de cea

de bază ($2U_1$), iar cealaltă este egală, dar de semn contrar ($-U_1$). În acest mod, de la o înfășurare comună a transformatorului de rețea se pot alimenta amplificatoare de putere (U_1), amplificatoare operaționale ($\pm U_1$) etc.

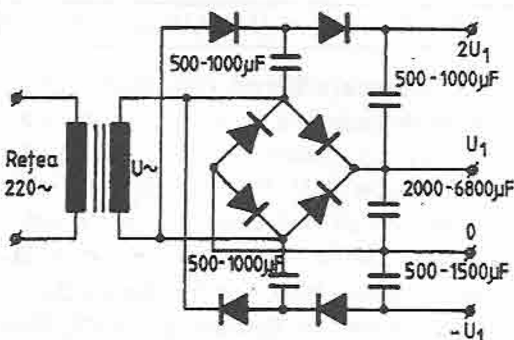


Fig. 1.11

12. GENERATOR DE TENSIUNE NEGATIVĂ

Dintr-o tensiune pozitivă se poate obține, utilizând un oscilator, o tensiune negativă, de exemplu, pentru alimentarea unor diode.

În cazul de față, tensiunea negativă este de mică intensitate. Elementul de bază al montajului este un circuit integrat CD4001.

Frecvența de oscilație este dată de valoarea elementelor RC: $f = 1/1{,}7\, R_1C_1$.

Tensiunea de ieșire este de 9,7 V în gol, când tensiunea de alimentare este de 10 V. La un consum de 1 mA, tensiunea este de 8,2 V.

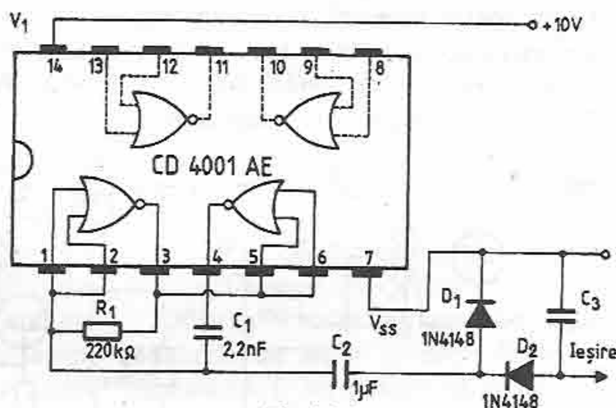
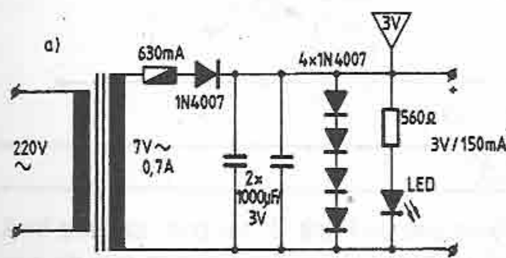


Fig. 1.12

13. ALIMENTATOARE PENTRU CALCULATOR

Schemele alăturate permit obținerea unor tensiuni de 3 V / 150 mA, fiind utile pentru alimentarea de la rețea a calculatoarelor de buzunar.



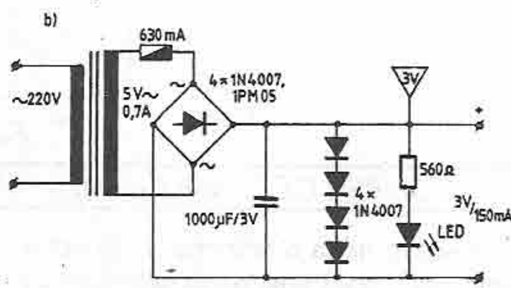


Fig. 1.13

14. ALIMENTATOR SIMETRIC (I)

Alimentarea unor circuite integrate impune utilizarea unor redresoare ce debitează două tensiuni de valoare egală, dar de polaritate inversă față de punctul de referință.

Uzual, aceste redresoare au un transformator cu două înfășurări.

Schema alăturată este deosebită, astfel încât, folosind un transformator cu o singură înfășurare, se vor obține cele două tensiuni.

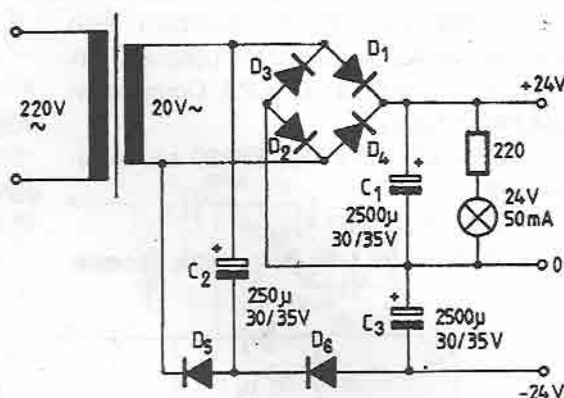


Fig. 1.14

15. ALIMENTATOR SIMETRIC (II)

Acest montaj are o pereche de amplificatoare Darlington polarizate de la o diodă 1N4001 și poate transforma o tensiune neechilibrată de 30 V într-o tensiune echilibrată de ±15 V. Tensiunea și curentul debitat depind de tipul tranzistoarelor de ieșire; cu montajul de față se poate debita 1 A. În repaus, montajul consumă prin diodă un curent de aproximativ 12 mA.

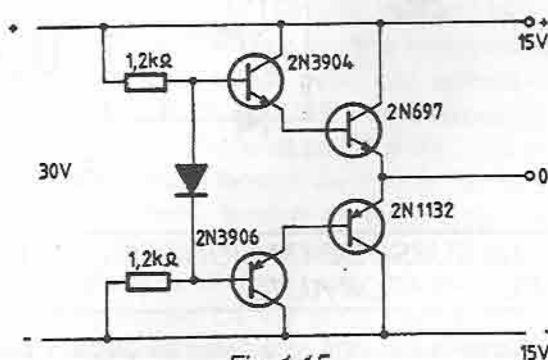


Fig. 1.15

16. SURSĂ DE CURENT CONSTANT

În figura 1.16, prezentăm o schemă de sursă de curent constant ($I_{stab} \cong 4$ mA) de tip dipol (se conectează în serie cu sursa de tensiune și cu sarcina). Pentru o funcționare corectă, tensiunea aplicată între A și B trebuie să fie cuprinsă în intervalul 15 ÷ 50 V.

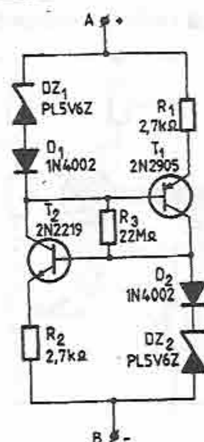


Fig. 1.16

17. ÎNCĂRCĂTOR DE ACUMULATOARE

Curentul constant de încărcare este asigurat de sursa de curent constant formată din T3, DZ2, LED și P2. Componentele folosite sunt:

- D1 ÷ D5 = SY200; SY320 sau echivalente;
- DZ1 = SZX21/7,5;
- DZ2 = SZX 21/5,1; dacă lipsește LED-ul se va folosi SZX21/6,8;
- T1 = SS216D (β > 80) sau echivalent;
- T2 = KFY18; KF517 (β > 50) sau echivalent (tranzistoare cu siliciu);
- T3 = ASZ1018; GD240 (β > 30) sau echivalent (UBE ≥ 18 V; PD ≥ 1 W);
- LED = VQA 12 ... 15 sau similar;
- P1, P2 = 1kΩ.

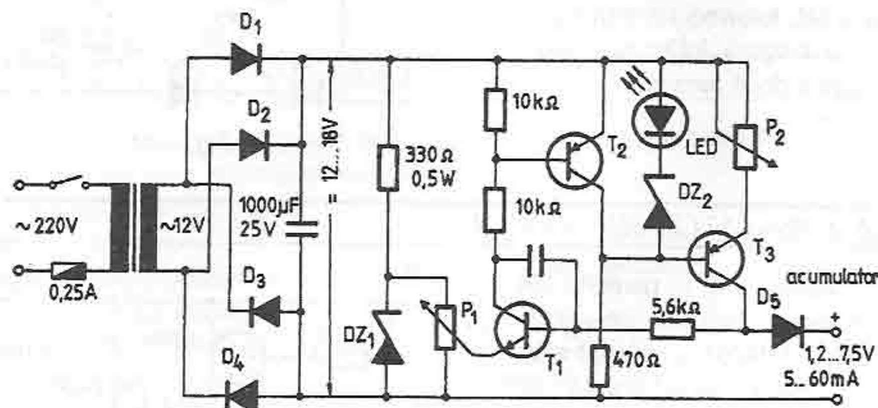


Fig. 1.17

18. SURSĂ DE TENSIUNE DIFERENȚIALĂ ALIMENTATĂ DE LA UN ACUMULATOR AUTO

Schema alăturată este destinată divizării simetrice a tensiunii furnizate de un acumulator auto de 12 V. În funcție de tranzistoarele finale utilizate, cele două surse pot debita curenți de ordinul sutelor de miliamperi sau chiar al amperilor.

Simetria punctului median se stabilește din potențiometrul P (eventual se poate folosi un semireglabil, dacă nu se doresc reglaje ulterioare).

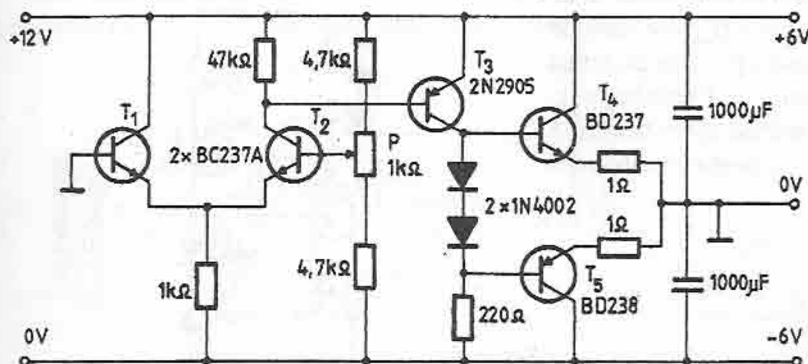


Fig. 1.18

19. ALIMENTATOR ±15 V CU TRANSFORMATOR DE SONERIE

De la un transformator de sonerie cu 8 V în secundar se obțin două tensiuni de ±15 V. Tensiunea alternativă este aplicată, într-un regim de multiplicare, unor condensatoare de 500 μF și unor diode 1N914 (D_1 ÷ D_6). Diodele D_7 și D_8 sunt Zener, de tip PL14Z (PL13Z).

Acest alimentator debitează 2,5 mA și poate fi utilizat cu succes la alimentarea unor circuite integrate.

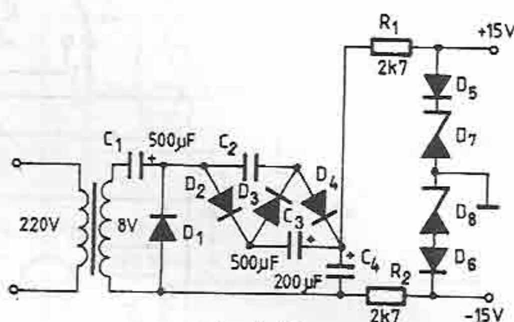


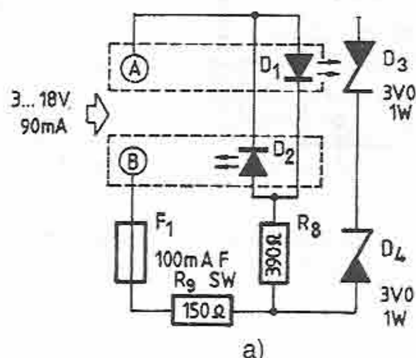
Fig. 1.19

20. ALIMENTATOR MULTIFUNCȚIONAL

Acest alimentator este ideal pentru multiple aplicații.

El furnizează o tensiune de ieșire stabilizată de un regulator integrat LM317 în pași de 3 V, de la 3V până la 18 V, la un curent de ieșire de la 400 mA / 18 V până la 800 mA / 3 V. Ondulația este foarte mică datorită unei bune filtrări. Suplimentar, un circuit de semnalizare a polarității se poate aplica pe ieșire, fiind de un real folos în cazurile practice, întrucât prin comutatorul S1 se poate schimba polaritatea acestei tensiuni.

Tensiunea de rețea este coborâtă de transformator la 2 x 12 V, ambele înfășurări putând furniza 300 mA fiecare. S2 comută domeniile de tensiune, astfel încât la ieșirea redresorului în gol vor fi disponibile tensiuni de cca. 18 V, respectiv 36 V. Filtrarea de înaltă și joasă frecvență se realizează cu C1, C2. Circuitul integrat LM317 are proprietatea de a menține tensiunea sa de ieșire cu 1,25 V peste cea aplicată la intrarea sa de ADJUST. Prin divizorul comutabil cu S2 format de R7 și R1 ... R6 se obțin la ieșire tensiuni de 3, 5, 9, 12, 15 și 18 V. Pentru tensiuni de ieșire între 3 și 9 V, la intrarea regulatorului se aplică o tensiune de 18 V, iar în rest, de 36 V. Condensatoarele C4, C5 și C6 protejează regulatorul la blocare și supratensiuni la decuplarea de la rețea. Prin D7, R10, T1, D6 se realizează semnalizarea existenței tensiunii de ieșire (la scurtcircuit este stins) iar S_1 comută polaritatea tensiunii de ieșire.



R1 ... R7 = 1%
D1, D2 = LS3369EH

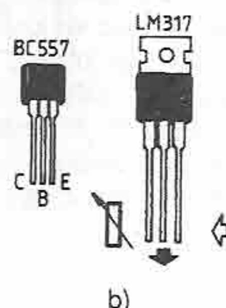


Fig. 1.20

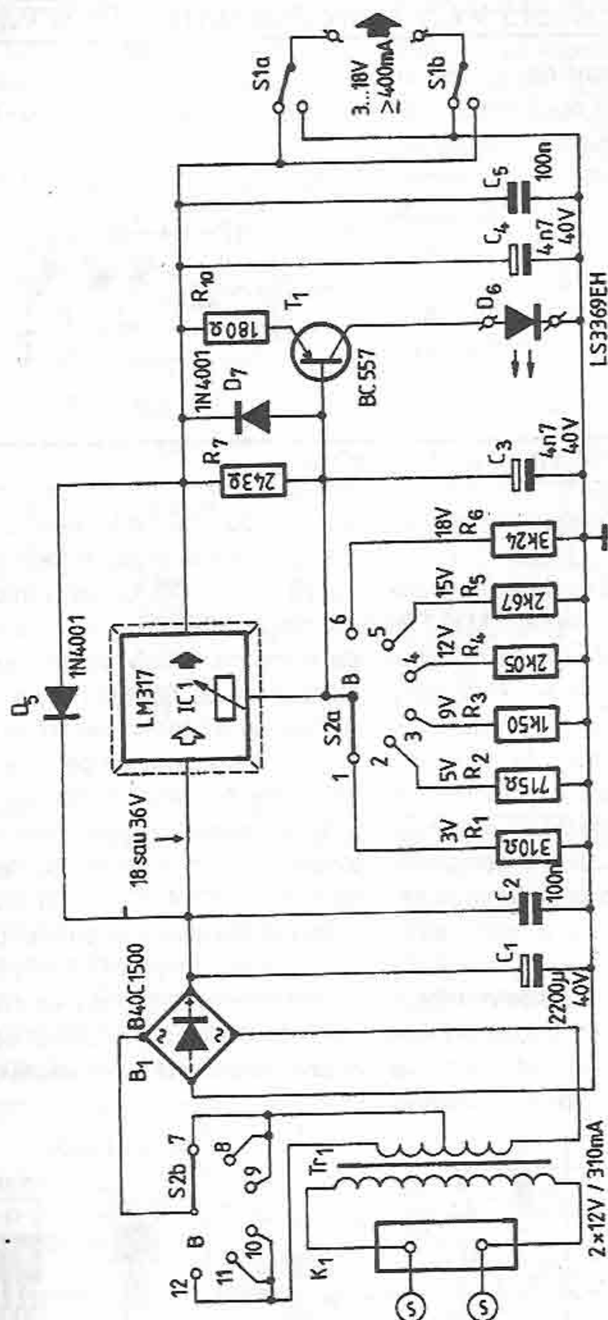

S1a
S1b
3...18V
≥400mA
C5
100n
C4
4n7
40V
R10
180Ω
T1
BC557
D6
LS3369EH
1N4001
D7
R7
243Ω
C3
4n7
40V
18V
R6
3k24
15V
R5
2k67
12V
R4
2k05
9V
R3
1k50
5V
R2
715Ω
3V
R1
310Ω
C2
100n
C1
2200μ
40V
D5
1N4001
LM317
IC1
S2a
B
18 sau 36V
B40C1500
B1
S2b
Tr1
2×12V / 310mA
K1

Fig. 1.20.c

21. ALIMENTATOR 9 / 12 / 18 V

Se observă că valoarea tensiunii de ieșire este dictată de tipul diodei Zener. În acest scop, sunt montate trei diode Zener, cu tensiunile nominale de 9 V, 12 V și 18 V, deci la ieșire se pot obține trei tensiuni distincte.

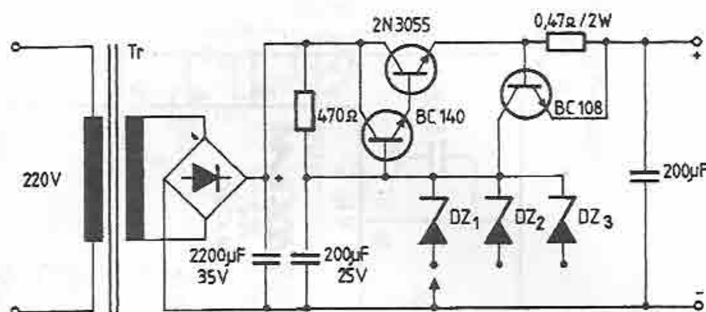


Fig. 1.21

22. SIGURANȚĂ ELECTRONICĂ DE 2 A

Circuitul prezentat în figura 1.22 asigură un curent de până la 2 A cu o cădere de tensiune de cca. 0,6 V pe VT4, pe o sarcină în domeniul 3 ÷ 18 V (domeniul CMOS). Protecția acționează la o depășire a tensiunii de 0,2 V pe rezistența R5 (minim 0,5 W). Important este ca dioda VD2 să fie de tipul Si-2-A. La depășirea pragului, tranzistorul VT2 se deschide, VT3 începe să conducă, iar VT4 nu mai poate să mențină tensiunea de ieșire, Vz + 4,4 V.

23. ALIMENTARE NEÎNTRERUPTĂ 5 V / 1 A

În schema prezentată în figura 1.23, tensiunea de ieșire de 5 V_{cc} rămâne neîntreruptă, chiar în cazul căderii alimentării principale (5 V_{cc}). Mai mult, în condițiile menținerii unei toleranțe de ±5%, se poate furniza un curent de 1 A timp de 80 de minute.

În cursul funcționării normale, tensiunea principală (5 V) este supravegheată de circuitul IC1, pe pinul V_{CC}, și ieșirea RESET este inactivă, ținând deschise tranzistoarele Q2, Q1, Q3. Controlerul convertor dc – dc (IC2) este menținut inactiv (intrarea SHDN este activă) iar bateria se încarcă.

Când tensiunea principală scade sub 4,65 V, ieșirea RESET a lui IC1 basculează, blocând Q2, Q3 și activând IC2, ceea ce are ca efect furnizarea tensiunii de 5 V la ieșire de către IC2.

Chiar când tensiunea principală revine imediat, este asigurată o perioadă de 200 ms de menținere a semnalului RESET activ, pentru o comutare corectă. Q1 este un MOSFET-p cu o rezistență r_{ds} foarte mică, pe care cad doar 60 mV la 1 A. Dioda încorporată împiedică descărcarea bateriei. Pentru tipul de baterie indicat, nu trebuie depășit curentul de încărcare de 230 mA (NIMH – 2300 mAh), fapt ce împiedică selectarea R_2 în cazul cel mai defavorabil pentru factorul beta al lui Q3 (pentru β între 100 ÷ 300, rezultă R_2 = 6 kΩ).


NON-INTERRUPTIBLE OUTPUT 5V/1A
0,1µF
0,22µF
MAXIM
IC2
MAX720
V+
120N
FB3
FB12
VREF
AGND
12/5
GND
SHDN
D12
CS12
16
2
3
8
10
6
7
5
14
1
12
11
D2
EC10Q504
L1, 10µH
CTX10-4P
(COILTRONICS)
Q4
MTD3055EL
(MOTOROLA)
R3
0,1Ω
150µF
MAXC001
(MAXIM)
Q3
2N2905A
THREE
NiMH CELLS
(OVONIC
BATTERY CO.)
R1-10k
R2-6,19k
S
D
Q1
Si9433DY
(SILICONIX)
Q2
2N2222A
POWER-FAIL
WARNING
MAXIM
IC1
MAX709
RESET
PFI
GND
Vcc
7
4
3
2
MAIN 5V
SUPPLY
0,1µF

Fig.1.23

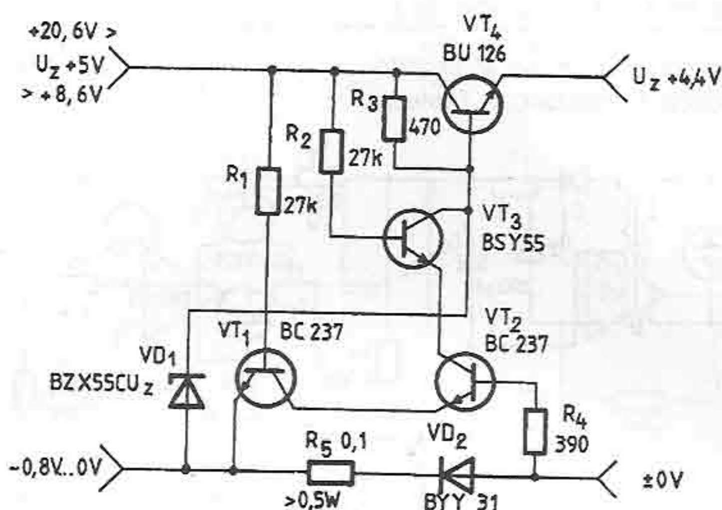


Fig. 1.22

24. ALIMENTATOR 20 V/ 1A

Schema prezentată reprezintă o aplicație clasică a circuitului integrat βA 723, putând debita un curent de până la 1 A.

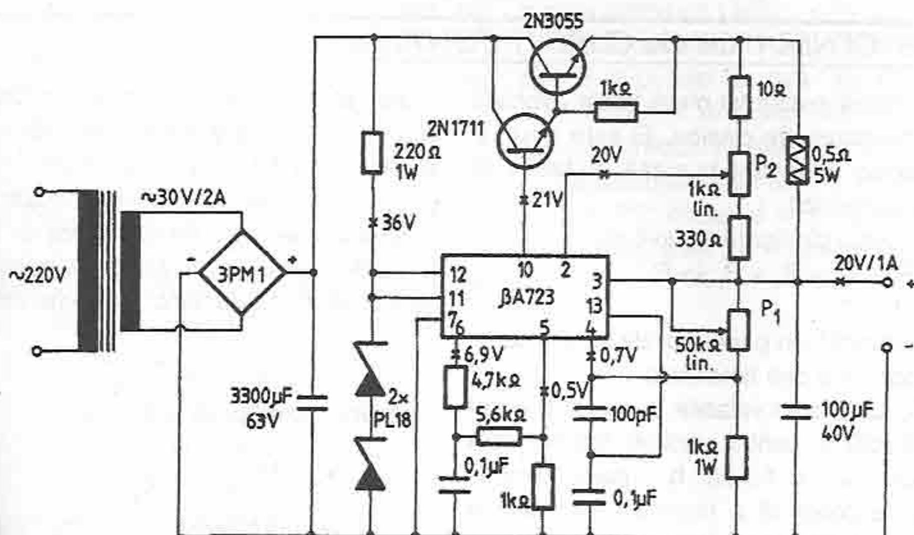


Fig. 1.24

25. ALIMENTATOR CU βA 723

Schema propusă este un alimentator stabilizat, protejat la scurtcircuit. Protecția intră în funcțiune la un curent de cca 2 A.

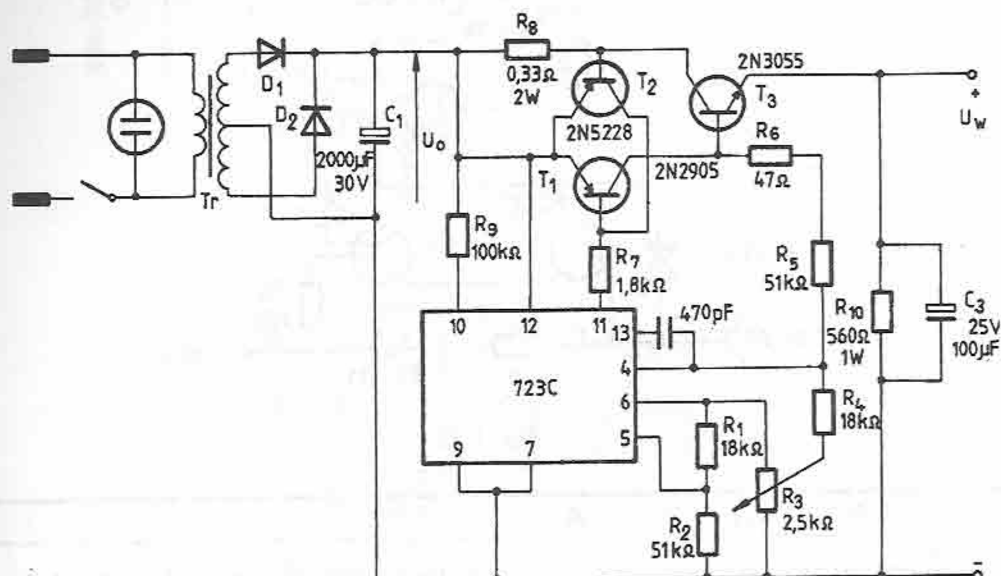


Fig. 1.25

26. GENERATOR DE CURENT CONTROLAT ÎN TENSIUNE

Circuitul prezentat oferă unele avantaje față de schemele clasice. El este destinat montajelor conectate la masă, cu factor de transfer reglabil.

Circuitul din figura a, având:

- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 >> R_5$;
- $U_2 = 0$,

reprezintă un generator de curent constant controlat prin tensiunea U_1.

Ecuațiile sunt valabile atât pentru acest circuit, cât și pentru varianta îmbunătățită prezentată în figura **b**, care permite reglarea continuă a factorului de transfer (curent ieșire – tensiune intrare). Reglajul rezistenței interne este independent de reglajul factorului de transfer și nu este influențat de utilizarea intrării inversoare sau neinversoare a amplificatorului operațional.Pentru ca circuitul să reprezinte un generator de curent, trebuie să existe independența curentului de ieșire față de tensiunea de ieșire, adică rezistența internă să fie infinită. Condiția pentru aceasta este:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2 + R_5}$$

Atunci curentul de ieșire va fi:

$$I = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{U_1 - U_2}{R_5}$$

Înlocuind rezistențele R_2 ... R_5 cu un potențiometru R_p, se obține circuitul din figura **b**. În acest caz:

$$R_2 = (1 - x) \cdot R_P \quad \text{și} \quad R_5 = x \cdot R_p$$

Curentul de ieșire devine:

$$I=\frac{U_1-U_2}{x\cdot R_1} \text{ pentru } x=0\div 1.$$

Coeficientul k din figura 2 poate avea orice valoare. Reglarea precisă a rezistenței interne se face conectând intrarea inversoare a amplificatorului la un potențiometru.

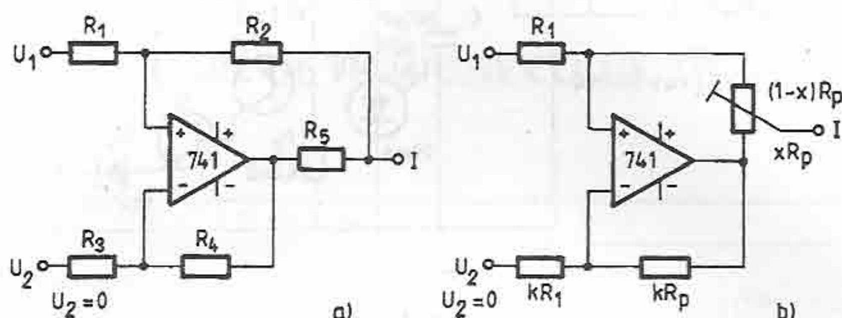


Fig. 1.26

27. GENERATOR DE CURENT CONSTANT

Schema propusă (vezi figura de mai jos) reprezintă, în esență, un generator de curent constant cu patru valori selectabile printr-un comutator K (10 mA, 20 mA, 50 mA, 100 mA). Ea se compune dintr-un transformator de rețea Tr, o punte redresoare $D_1 \div D_4$ (4 x 1N4004, 1N4007, F307, F407 etc.), un condensator de filtraj C (500 µF / 40 V), o celulă de stabilizare R_2 – DZ, două tranzistoare de structură diferită în cuplaj direct (T_1 = 2N2905, BD136, BD138 etc. și T_2 = 2N3055), rezistențele de limitare R_3 ... R_6 și dioda D_5 (1N4004 ÷ 1N4007, F307 etc.), cu rolul de a proteja tranzistoarele în cazul conectării greșite a acumulatorului. Facultativ, schema poate fi completată cu un indicator optic de funcționare (dioda LED în serie cu rezistența de limitare R_1, calculată în funcție de tensiunea filtrată și de curentul maxim admis de LED).

Transformatorul se dimensionează pentru o putere de cca. 20 W. Primarul este conectat la rețea (220 V~), iar secundarul trebuie să debiteze 18 ÷ 24 V~.

Rezistențele sunt de 0,5 W, cu toleranța de 0,5%; excepție face R_6, care trebuie să aibă puterea de disipație de cel puțin 1 W.

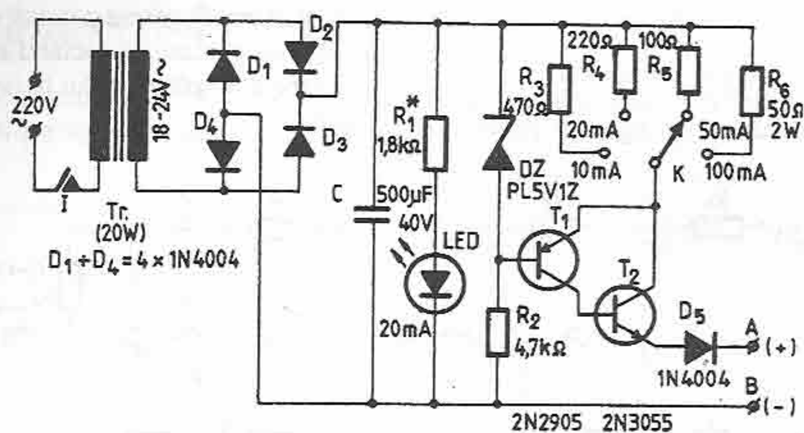

220V
~
I
Tr.
(20W)
18-24V~
D1
D2
D3
D4
D1 ÷ D4 = 4 × 1N4004
C
500µF
40V
R1*
1,8kΩ
LED
20mA
DZ
PL5V1Z
R2
4,7kΩ
R3
470Ω
220Ω
R4
20mA
10mA
100Ω
R5
K
50mA
R6
50Ω
2W
100mA
T1
T2
D5
1N4004
A
(+)
B
(-)
2N2905
2N3055

Fig. 1.27

REGULATOARE DE TENSIUNE CU TIRISTOARE

1. ALIMENTATOR CU TIRISTOR

Acest montaj reprezintă un alimentator cu tensiune reglabilă cu redresare dublă alternanță. Se poate folosi direct la rețeaua de 220 Vc.a. sau la secundarul unui transformator ridicător de tensiune. Puntea este formată din patru diode F407. Tensiunea alternativă care se introduce pe punte este reglabilă cu ajutorul tiristorului TN0,8, căruia i se aplică în poartă un impuls în dinte de fierăstrău format cu ajutorul diodelor F207, condensatorului C = 2 μF și potențiometrului liniar de 47 kΩ. Potențiometrul reglează durata dintelui de fierăstrău aplicat în poarta tiristorului.

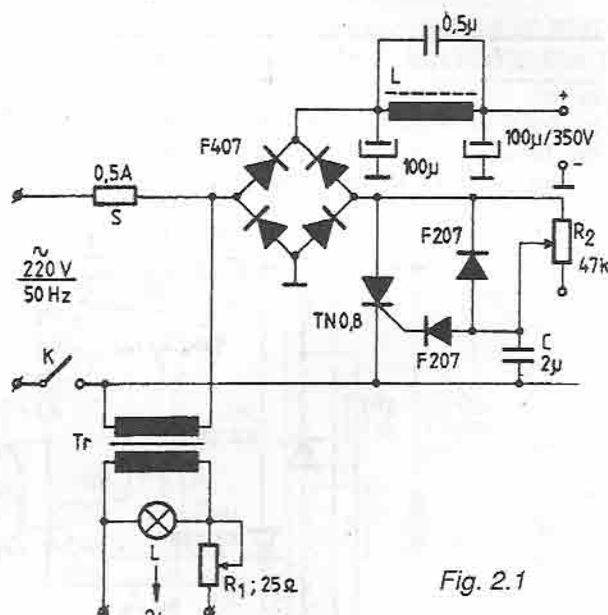


Fig. 2.1

La ieșirea punții se găsește un grup de filtraj LC. Montajul poate fi făcut și pe circuit imprimat, montat într-o cutie metalică.

Acest alimentator se poate folosi de exemplu pentru a furniza tensiunea anodică la un emițător.

2. REGULATOR DE TENSIUNE PENTRU CIOCANUL DE LIPIT (I)

Realizarea unor suduri de bună calitate la conexiunile componentelor electronice implică folosirea unui ciocan de lipit care să dezvolte o temperatură bine controlată. Acest control al temperaturii poate fi realizat prin alimentarea electrică.

Schema electrică alăturată realizează acest deziderat prin intermediul a două

tiristoare. Dacă tiristoarele sunt total deschise, adică permit trecerea curentului pe întreaga semiperioadă, ciocanul electric se alimentează la tensiunea nominală de 220 V. Din potențiometrul RP1 se poate comanda prin grupurile RC deschiderea celor două tiristoare și, respectiv, tensiunea de alimentare a ciocanului de lipit.

Tiristoarele trebuie să admită un curent de lucru de cel puțin 3 A. Dacă tiristoarele sunt montate pe radiatoare de căldură, puterea controlată poate ajunge la 300 W.

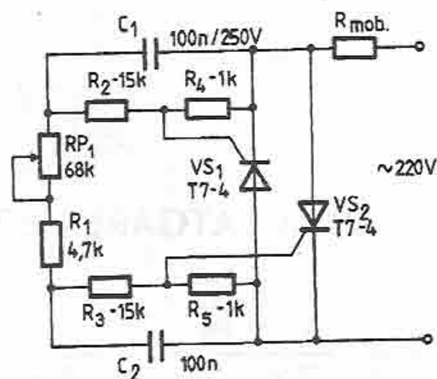


Fig. 2.2

3. REGULATOR DE TENSIUNE PENTRU CIOCANUL DE LIPIT (II)

Schema alăturată prezintă un regulator de tensiune pentru ciocane de lipit de maximum 100 W. Tensiunea se reglează prin intermediul unui tiristor KY103, cu ajutorul potențiometrului R5 (220 kΩ).

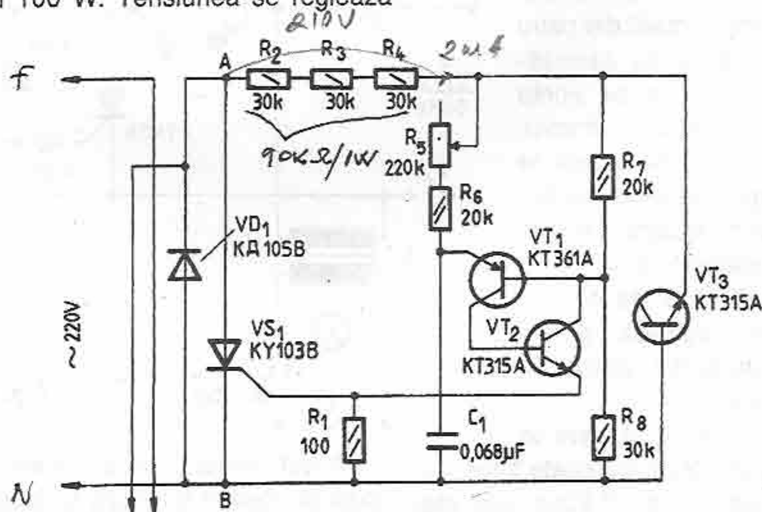


Fig. 2.3

4. GENERATOR DE TENSIUNE 0 ÷ 220 V

Variația tensiunii la bornele sarcinii R_s este între 0 și 220 V.

Această variație se obține din potențiometrul de 150 kΩ care comandă deschiderea tiristorului Th.

În funcție de timpul cât tiristorul este deschis, puntea de diode conduce curent prin sarcină.

Puterea comandată cu acest montaj este în funcție de tipul diodelor și al tiristorului. Cu diode F407 se pot comanda puteri până la 300 W. Tiristorul trebuie să admită un curent de 5 A.

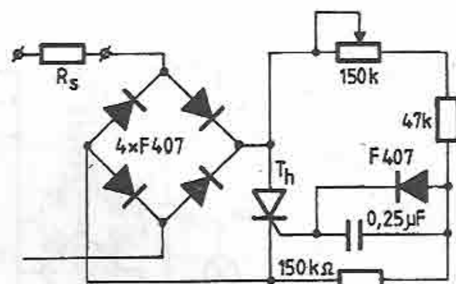


Fig. 2.4

5. VARIATOR DE PUTERE 0 ÷ 2 kW

Acționând convenabil asupra deschiderii tiristoarelor, se poate varia puterea consumată de sarcină între 0 și 2 kW. Comanda porților tiristoarelor se face prin impulsuri aplicate prin transformator. Acest transformator este construit pe un miez de ferită și are trei înfășurări din CuEm 0,1, fiecare înfășurare având 180 de spire. Tiristorul trebuie să suporte 15 A la 600 V.

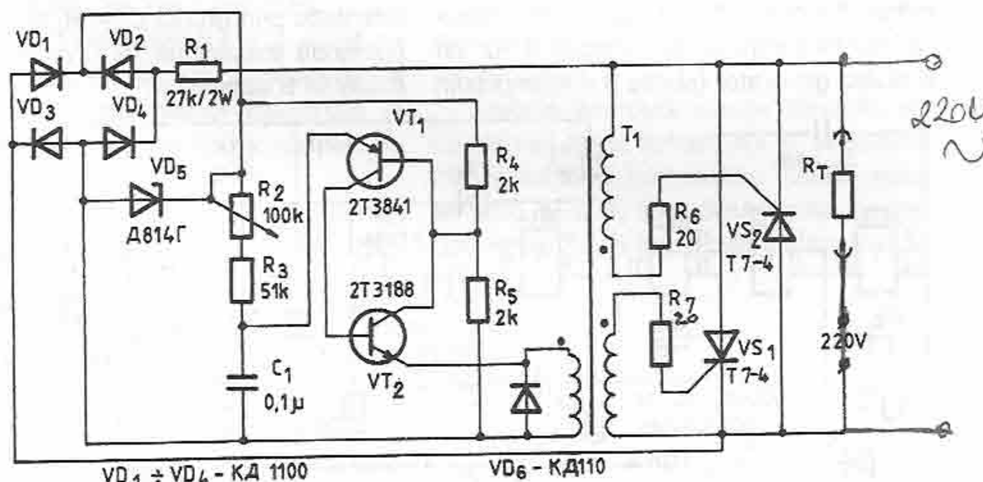


Fig. 2.5

6. VARIATOR DE PUTERE 0 ÷ 100 W

Schema reprezintă un variator de putere, recomandat pentru reglarea strălucirii becurilor cu incandescență de 220 V și maximum 100 W.

Se poate obține o reglare continuă de la zero la puterea maximă, după dorință.

R_2 și D_2 alimentează tranzistorul TUJ cu joasă tensiune. L și C_1 protejează rețeaua contra paraziților creați de amorsarea bruscă a tiristorului. L are 80 de spire din CuEm 0,6 bobinate strâns pe corpul lui C_1 (cu hârtie cerată, de minimum 400 Vc.a.).

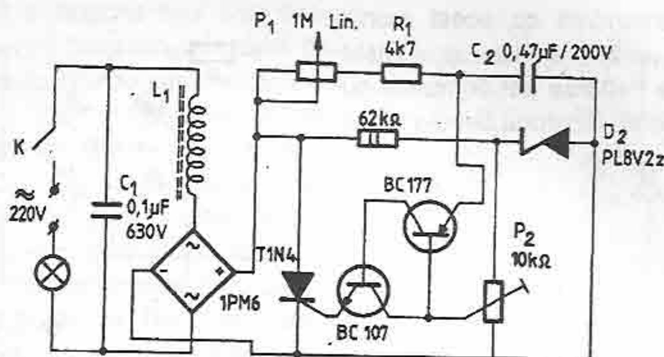


Fig. 2.6

7. VARIATOR DE PUTERE 0 ÷ 200 W

Montajul comandă alimentarea din rețea a unui consumator de maximum 200 W.

În montaj apar două oscilatoare: primul, format din porțile 1 și 2, generează impulsuri cu frecvența de aproximativ 5 Hz, iar al doilea generator (porțile 3 – 4) impulsuri cu frecvența de câtiva kiloherți.

Impulsurile de 5 Hz au o durată variabilă comandată din R_1.

Impulsurile de la terminalul 10 sunt diferențiate prin grupul C_3 – R_5 și cu ele se comandă tranzistorul VT1, respectiv deschiderea tiristorului.

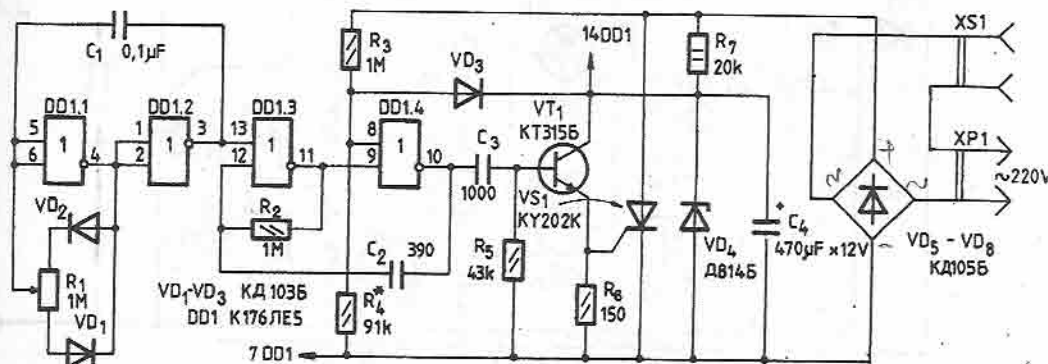


Fig. 2.7

8. LIMITATOR DE PUTERE

La stabilizatoarele cu domeniu larg de utilizare, pentru o tensiune de ieșire mică, tranzistorului de reglare serie îi revine o putere de pierderi însemnată pentru disipare. Cu schema propusă se reduce semnificativ această putere de pierderi.

Dacă tensiunea colector – emitor a tranzistorului regulator depășește tensiunea Zener (D_2), T_1 se blochează determinând ca, la următoarea trecere prin zero a tensiunii de pe tiristor, acesta să se blocheze. Astfel, condensatorul C nu se mai

încarcă și suportă consumul în sarcină până la scăderea tensiunii de pe tranzistorul regulator sub valoarea tensiunii Zener. Atunci T_1 se deschide din nou, și cu aceasta și tiristorul.

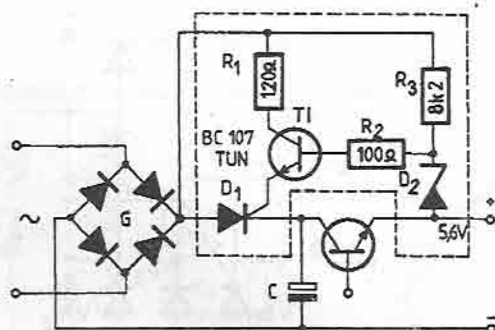


Fig. 2.8

9. REDUCEREA PUTERII DISIPATE PRIN COMUTAREA ELECTRONICĂ A TRANZISTORULUI

Pentru un alimentator stabilizat, de exemplu cu un regulator integrat de tipul LM317, o funcționare economică ar impune ca tensiunea pe regulator (între intrare și ieșire) să nu depășească 3 V. Dacă se întâmplă aceasta, rezultă o pierdere de putere, care poate deveni însemnată la curenți mai mari și care trebuie disipată cu un radiator adecvat.

Se poate evita acest lucru prin comutarea automată a configurației redresorului la un prag adecvat (aproximativ 6 V la curentul din figura a, prin VD6), în cazul scăderii tensiunii de ieșire. Aceasta se realizează prin tiristoarele VTh1 și VTh2 comandate de tranzistorul VT1, ca diode redresoare (cele două configurații din figurile b și c).

Trebuie acordată atenție simetriei secundarului transformatorului și simultaneității deschiderii tiristoarelor. Valorile rezistențelor R_3 și R_4 sunt dependente de tipul tiristoarelor și de tensiunea din emitorul lui VT1.

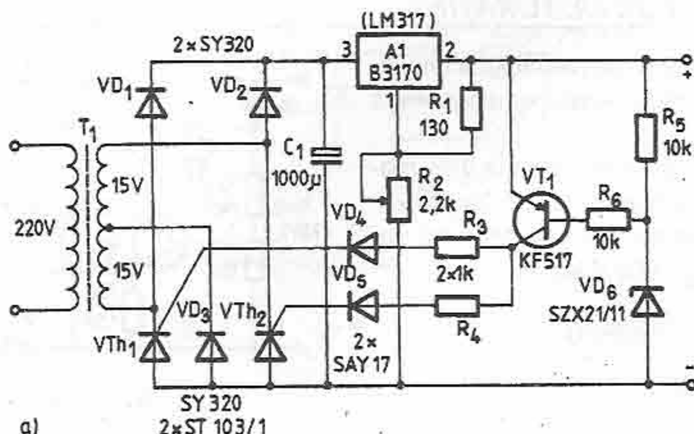
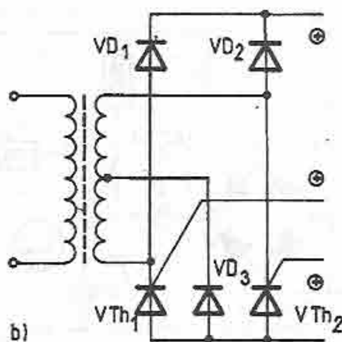


Fig. 2.9a



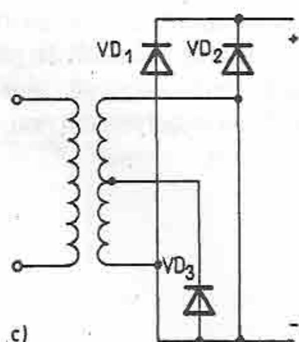


Fig. 2.9

10. ÎNCĂRCĂTOR DE ACUMULATOARE

Montajul este destinat încărcării acumulatoarelor de 6 sau 12 V. Curentul debitat poate fi controlat în limitele 600 mA ÷ 6 A.

Transformatorul este astfel dimensionat ca în secundar să debiteze o tensiune de 15 V, tensiune care este redresată cu o punte cu diode ce admit un curent de 15 A. În serie cu acumulatorul este montat un tiristor. Deschiderea tiristorului este comandată de impulsuri date de un oscilator cu tranzistor unijoncțiune.

Curentul de încărcare este comandat de frecvența oscilatorului, care la rândul ei se stabilește din potențiometrul de 250 kΩ.

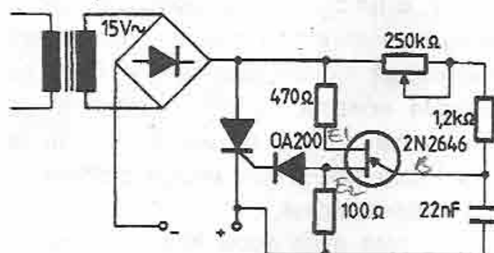


Fig. 2.10

11. VARIATOR DE TURAȚIE

Prin deschiderea convenabilă a unui tiristor se poate regla tensiunea de ieșire a montajului.

Cu această tensiune aplicată unui motor, turația poate fi variată între anumite limite. D_1 este de tip F407, iar tiristorul trebuie să reziste la 500 V și 5 A.

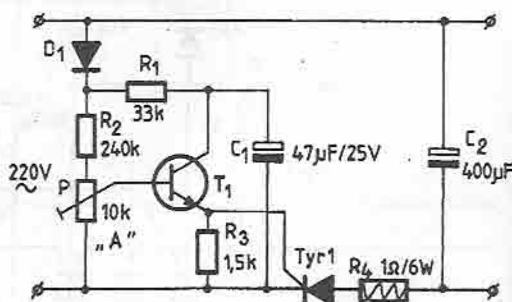


Fig. 2.11

12. VARIATOR DE PUTERE

Montajul din figură reprezintă un variator de putere, util, de exemplu, pentru a regla strălucirea unui bec. Elementul reglabil este potențiometrul R_1.

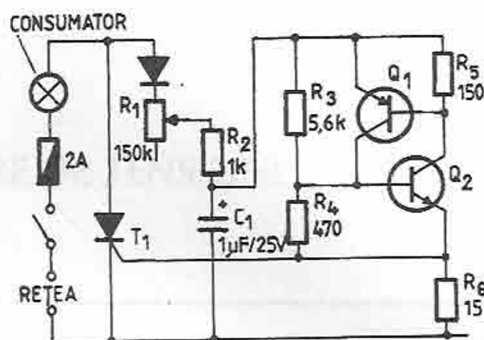
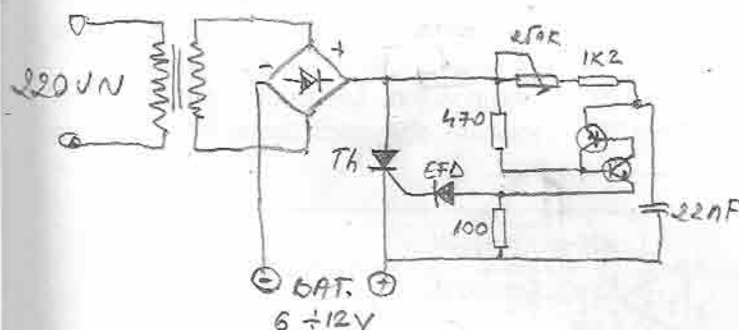
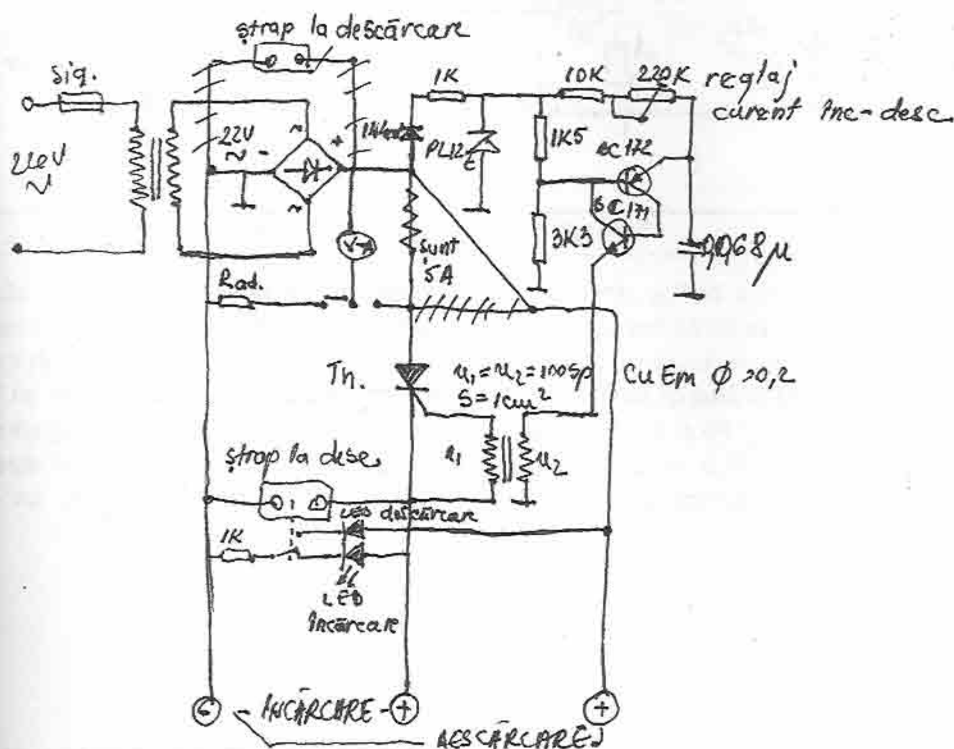


Fig. 2.12







CONVERTOARE DE TENSIUNE

1. CONVERTOR 6 V / 12 V

Alimentarea unor casetofoane sau radioreceptoare este prevăzută a se face la 12 V, dar nu dispunem decât de 6 V, cum este cazul autoturismelor Trabant.

Rezolvarea este dată de montajul alăturat, care, prin intermediul unui multivibrator şi al unui circuit dublor de tensiune, debitează 12 V. Cele două circuite integrate sunt TDA2002, iar diodele VD1 – VD2 – VD3 sunt 1N4001.

Regulatorul de tensiune este format din VT1 (BD136), VT2 (BC107) şi din VD4 (PL8). Curentul maxim debitat este de 100 mA.

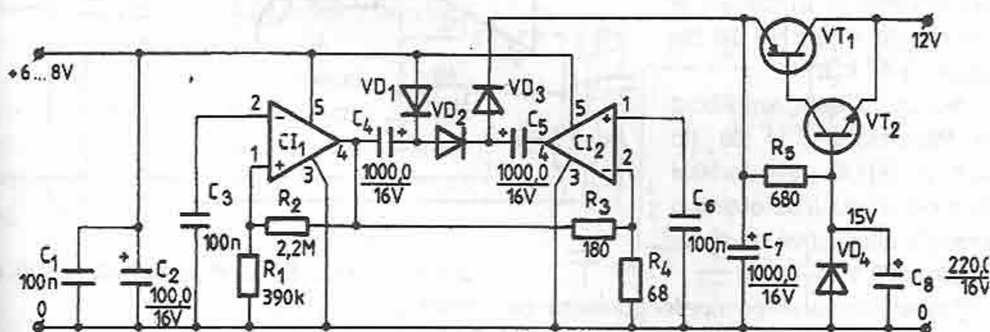


Fig. 3.1

2. CONVERTOR PENTRU TUB FLUORESCENT

Se poate alimenta un tub fluorescent utilizând energia de la bateria de acumulatoare de 12 V.

Un multivibrator generează impulsuri dreptunghiulare cu frecvenţa de 20 kHz. Aceste impulsuri comandă un tranzistor ce are ca sarcină un transformator ridicător de tensiune, având cuplat în secundar un tub fluorescent de 40 W.

Transformatorul este construit pe un miez de ferită tip oală Ø34 x 28 mm.

L_1 are 21 de spire CuEm 0,8; L_2 are 450 de spire CuEm 0,18. Cuplajul cu tubul fluorescent se face prin cablu bine izolat.

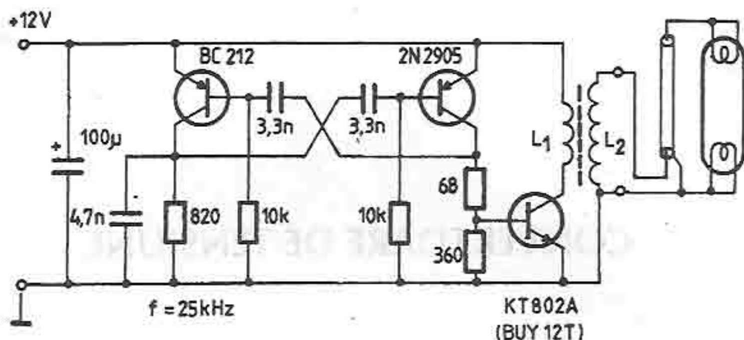


Fig. 3.2

3. CONVERTOR PENTRU BLITZ

Pentru alimentarea unui blitz de la baterii, se poate folosi montajul alăturat. Circuitul integrat tip MDA2010 formează un oscilator a cărui frecvență se stabilește la aproximativ 8500 Hz din trimerul de 47 kΩ.

Semnalul este amplificat de tranzistorul T1, de tip KUY12, și în secundarul transformatorului se obține o tensiune alternativă de aproximativ 490 V.

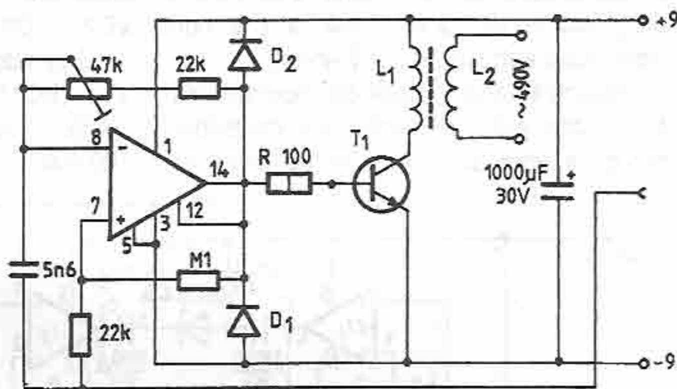


Fig. 3.3

Transformatorul se confecționează pe un miez de ferită, în primar având 36 de spire CuEm 0,8, iar în secundar 2400 de spire CuEm 0,16.

Diodele sunt de tip KA224.

4. CONVERTOR 12 / 30 V

Alimentarea diodelor varicap din blocurile UUS sau FIF impune o tensiune de alimentare de 30 V. Majoritatea aparatelor de recepție sunt alimentate însă de la 12 V; pentru a obține 30 V se utilizează schema alăturată care este un convertor. Transformatorul este construit pe o oală de ferită Ø18 x 14 mm, A_L = 1000, sârma folosită este CuEm 0,1. Numărul de spire este indicat pe schemă.

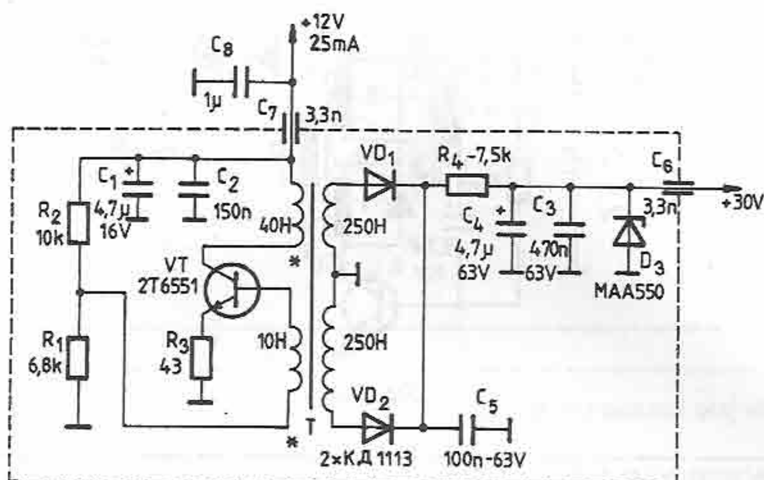


Fig. 3.4

5. CONVERTOR 10/19 V

Montajul alimentat cu o tensiune de 10 ÷ 15 V poate debita la ieșire o tensiune de 19 V și un curent de 50 mA.

Practic, circuitul 555 formează un oscilator cu frecvența de 8 kHz. Acest semnal este redresat cu ajutorul a două diode 1N914 (dublor de tensiune) și astfel se obțin 19 V.

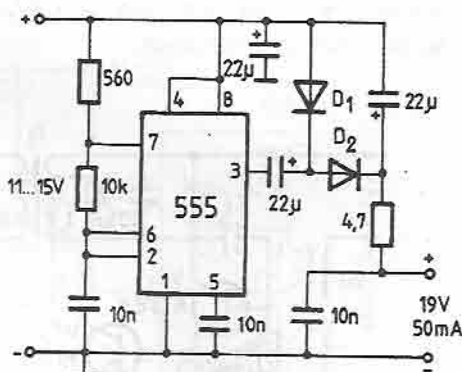


Fig. 3.5

6. CONVERTOR PENTRU TUBURI CU DESCĂRCĂRI ÎN GAZE

Montajul permite obținerea unei tensiuni de 440 V pentru alimentarea unor contoare cu descărcare în gaze. Se alimentează cu 9 V, iar etajul generator produce în secundarul transformatorului tensiunea de valoare ridicată.

Transformatorul este construit pe un tor de ferită 16 x 10 x 4,5 mm, la care înfășurarea I are 8 spire, înfășurarea II are 3 spire, iar înfășurarea III are 420 de spire.

Înfășurarea 3 se face cu sârmă CuEm + M 0,07, iar celelalte înfășurări cu sârmă CuEm 0,2. Tranzistorul este KT630, D_1 este 1N4004, iar D_2 este 1N4007.

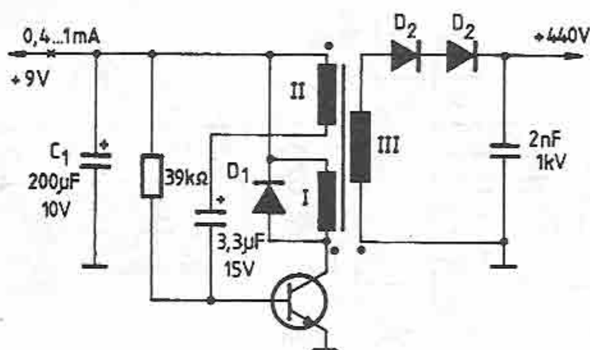


Fig. 3.6

7. CONVERTOR 1,5 V / 4,5 V

Ohmmetrele utilizează anumite tensiuni de alimentare pentru diverse game ale valorilor rezistoarelor. Un mod de obținere a tensiunii de 4,5 V dintr-o baterie de 1,5 V este arătat în schema alăturată.

Piesa principală este transformatorul care are un mic miez recuperat de la transformatoare de cuplaj sau ieșire. Înfășurarea 1 are 500 de spire (priză la spira 100), iar înfășurarea 2 are 330 de spire, ambele CuEm 0,12.

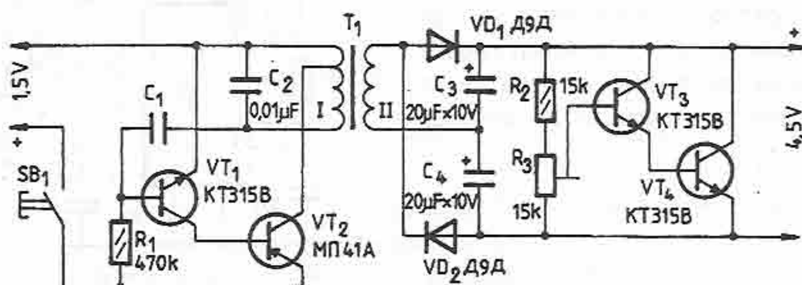


Fig. 3.7

8. CONVERTOR 9 V / 220 Vc.c.

Din tensiunea de 9 V se poate obține 220 V continuu folosind montajul alăturat.

Cu 9 V se alimentează un oscilator, iar în înfășurarea secundară a transformatorului se obține tensiunea dorită de 220 V, care poate fi utilizată la un aparat echipat cu tuburi electronice sau la un motor.

Transformatorul are un miez cu secțiunea de 7,3 cm^2. Înfășurarea L_1 are 40 de spire CuEm 1; L_2 are 50 de spire CuEm 0,4, iar L_3 are 1570 de spire CuEm 0,18.

Tranzistorul este OC1016 sau ASZ15, iar dioda este F407.

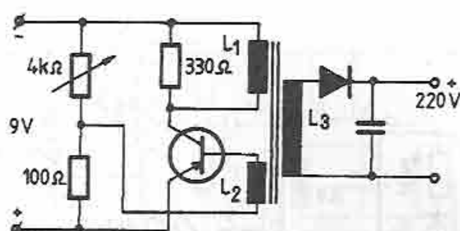


Fig. 3.8

9. CONVERTOR 12 V / 220 V

Alimentarea unor aparate cu tensiune de 220 V se poate face și dintr-un acumulator de 12 V.

Montajul alăturat are un generator de undă dreptunghiulară realizat cu circuitul 555. Semnalul este aplicat apoi circuitului 4013 (flip-flop), care la rândul său comandă un etaj Darlington de putere (în contratimp). Sarcina acestui etaj este un transformator.

Acest transformator este calculat pentru 30 VA și are o înfășurare de 220 V (sârmă CuEm 0,25) și două înfășurări de 9 V (sârmă CuEm 0,45). Numărul de spire se stabilește în funcție de miez.

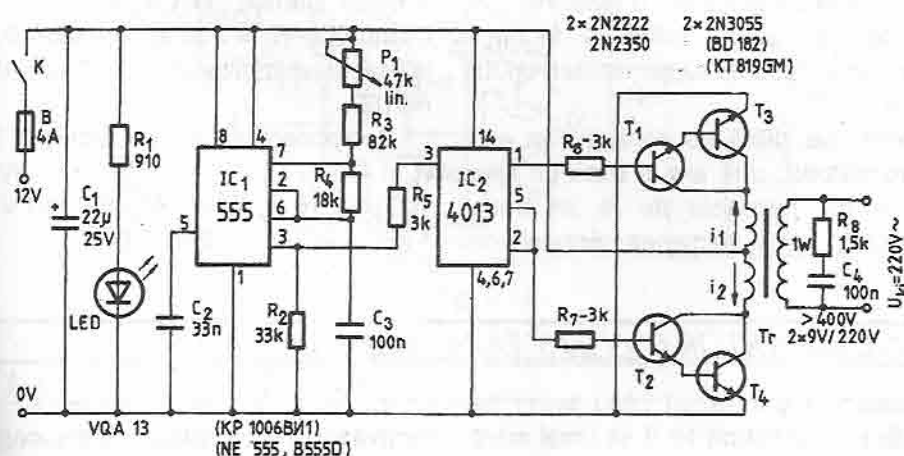


Fig. 3.9

10. RIDICĂTOR DE TENSIUNE

Montajul permite obținerea unei tensiuni continue mai mari dintr-o tensiune continuă mai mică.

Etajul cu 555 formează un oscilator care comandă un tranzistor BC547 ce are ca sarcină un transformator ridicător de tensiune.

Tensiunea din secundarul transformatorului este redresată și stabilizată la valoarea dorită.

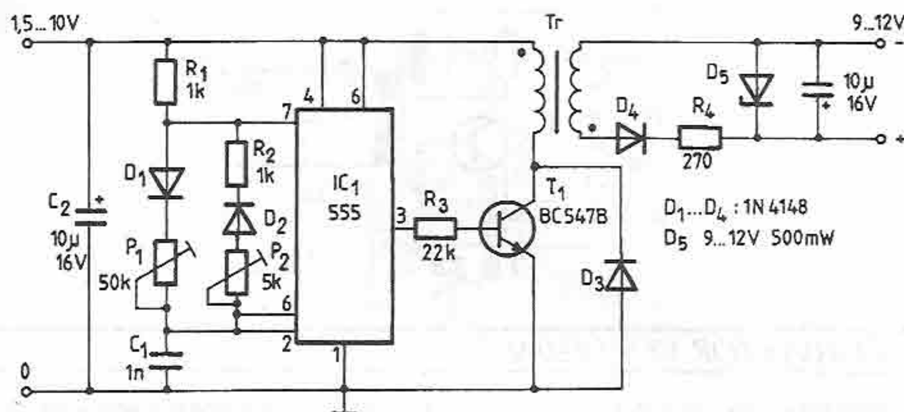


Fig. 3.10

11. ALIMENTATOR PENTRU TUB DE NEON

Alimentarea unui tub cu neon de la un acumulator de 12 V impune utilizarea unui invertor care să genereze o tensiune suficient de mare pentru aprindere. Montajul alăturat este destinat să alimenteze un tub de 6 W.

Piesa mai dificil de confecționat este transformatorul, care are la bază un miez de tole din ferosiliciu de la un transformator de ieșire; secțiunea miezului este $2 \div 3$ cm^2. Înfășurările sunt realizate astfel: W_1 = 7 spire CuEm 0,4; W_2 = 6 spire cu aceeași sârmă; W_3 = W_4 = 7 spire CuEm 0,2; W_5 = 200 spire CuEm 0,2. Se folosește un tranzistor ASZ15 sau ASZ17, AD162.

Componentele au următoarele valori: R_1 = 470 Ω / 1 W; R_2 = 120 Ω / 1 W; C_1 = 100 µF / 16 V; C_2 = 0,47 µF / 160 V; C_3 = 1 nF / 1 kV; C_4 = 2,2 nF / 1kV.

12. CONVERTOR 6 V / 22 V FĂRĂ TRANSFORMATOR

Există multiple cazuri când avem nevoie de o tensiune de 12 V sau mai mare, dar dispunem numai de o sursă de tensiune mică.

Montajul prezentat permite obținerea unei tensiuni de 22 V (0,3 A) de la o sursă de 6 V. De remarcat că nu conține un transformator.

În schemă, tranzistoarele T_1 și T_2 formează un multivibrator care comandă două tranzistoare de putere, T_3 și T_4.

La ieșirea tranzistoarelor de putere este montat un multiplicator de tensiune.

Tranzistoarele 2N2905 se pot înlocui cu BD136.

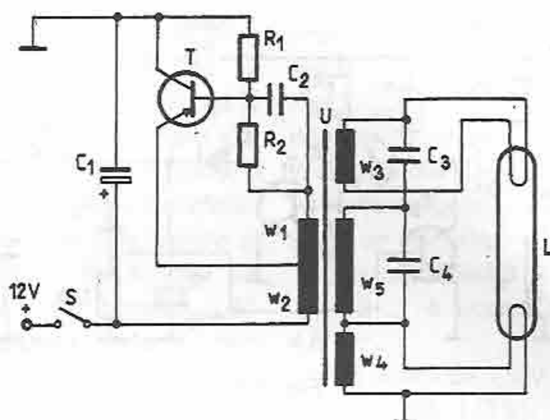


Fig. 3.11

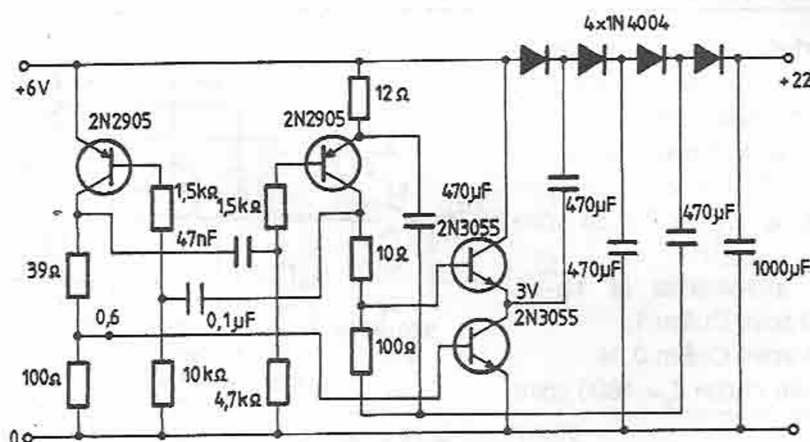


Fig. 3.12

13. CONVERTOR 12 V / 24 V

Alimentând cu 12 V un montaj, dar având nevoie de o tensiune mai mare pentru controlul unor diode varicap, apelăm la serviciile unui circuit ridicător de tensiune.

Montajul alăturat ridică tensiunea de la 12 la 24 V și conține următoarele piese:

T_1 = KV605; T_2 = 2N2219; T_3 = BC182; D_1 = SY335; D_2 = ZF24.

L_1 și L_2 sunt identice, fiind constituite pe oale de ferită, având 26 de spire CuEm Ø 1.

L_3 are 27 de spire CuEm 1; L_4 are 9 spire CuEm 0,3, ambele bobinate pe mici bare de ferită.

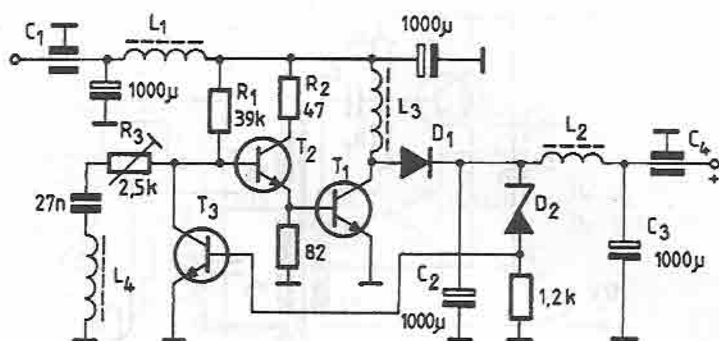


Fig. 3.13

14. CONVERTOR 6 (12) V / 220 V

Convertorul se construiește pe un miez cu secțiunea de 5 ÷ 6 cm^2, după schema alăturată.

Pentru alimentarea la 6 V, înfășurarea Z_1 are 2 x 38 spire CuEm 1,3, iar Z_3 are 2 x 34 spire CuEm 0,4.

Pentru alimentarea la 12 V, Z_1 = 2 x 80 spire CuEm 1; Z_3 = 2 x 34 spire CuEm 0,34.

În ambele cazuri Z_2 = 1800 spire CuEm 0,25.

Tranzistoarele sunt ASZ17, montate pe un radiator cu suprafața de 50 cm^2.

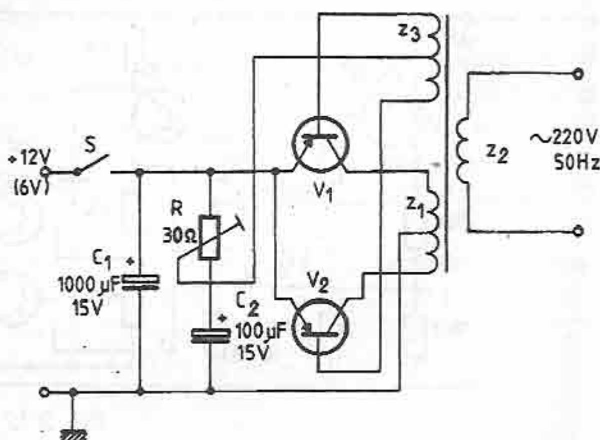


Fig. 3.14

15. STABILIZATOR DE 5V ALIMENTAT LA 2,5 ÷ 5,5V

Când pentru alimentarea unui aparat nu se dispune de spațiu suficient pentru mai multe baterii (în vederea obținerii unei tensiuni mai mari de 2,5 V) sau se folosesc celule solare (cu tensiuni în domeniul 0,5 ... 3 V) și este necesară o tensiune de 5 V la 100 mA, se poate folosi circuitul alăturat, ce evită problemele unui convertor tipic cu transformator (pierderi, stabilizarea ieșirii, dimensionare exactă, câmp magnetic perturbator).

Circuitul integrat IC1 (MAX660) realizează dublarea tensiunii de intrare, între 2,5 și 5,5 V, pe principiul capacităților comutate. Condensatoarele C1 și C2 trebuie să aibă o rezistență echivalentă serie de maximum 0,2 Ω (se recomandă MAX C001 / 150 µF).

Dioda Schottky V_1, de tip 1N5817, se remarcă prin tensiunea directă foarte mică și este necesară la pornirea montajului.

Tensiunea obținută trebuie stabilizată și cât mai puțin scăzută. Circuitul integrat IC2 (MAX667) realizează stabilizarea tensiunii de ieșire la valoarea $(R_5 / R_3 + 1) \cdot 1{,}255V$, cu o diferență de tensiune între intrare și ieșire de circa 0,04 V (în funcție de sarcină, până la 0,1 V). Intrarea LB1 supraveghează tensiunea bateriei prin divizorul R_1, R_2 conform relației $R_1 = R_2(U_{bat}.1{,}255\ V - 1)$, iar ieșirea LBO semnalizează starea bateriei (0 V – baterie consumată).

Ieșirea DD semnalizează atingerea limitei de cădere de tensiune intrare – ieșire ce mai permite regulatorului să funcționeze. În schema propusă, conexiunea permite micșorarea curentului absorbit în situația menționată.

Schema permite utilizarea următoarelor surse de tensiune:

– celulă solară 3 V, 80 ... 100 mA;
– 3 ... 4 acumulatoare NiCd (3,6 ... 4,8 V);
– 3 baterii de 1,5 V (4,5 V);
– o celulă Li (3 V).

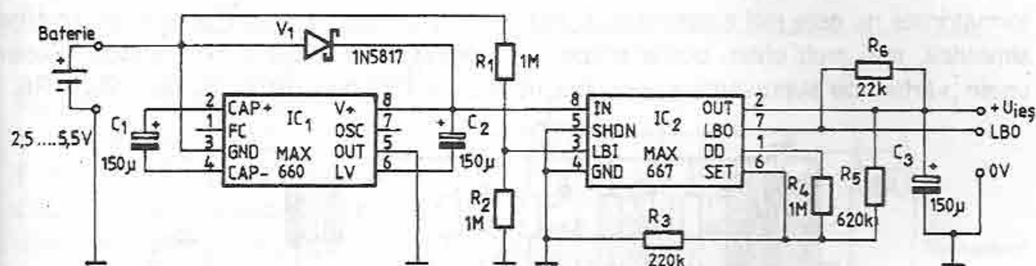


Fig. 3.15

16. CONVERTOARE c.c. – c.c. PERFORMANTE

Firma americană MAXIM oferă o familie de circuite integrate specializate pe conversie de tensiune în comutație remarcabile prin simplitatea schemelor de aplicație și prin versatilitatea lor.

Circuitele integrate MAX724, MAX787 / 788 / 789 realizează conversia coborâtoare a tensiunilor de intrare în gama 10 ... 40 Vc.c. (pentru clasa H, între 10 ... 60 Vc.c.), în tensiuni de 5 Vc.c. (MAX787), 3,3 Vc.c. (MAX788) și 3 Vc.c. (MAX789). Componentele externe sunt necesare oscilatorului (100 kHz), comutatorului de putere (5 A) și circuitelor de control. Datorită frecvenței ridicate de comutare, inductanța externă este mică și filtrarea nu pune probleme. Dioda din schemă este de tip Schottky. Circuitul asigură protecția prin limitare a curentului la suprasarcină și scurtcircuit și o comportare dinamică excelentă. Capsula este de tip TO-220 cu 5 terminale. Domeniul temperaturilor de lucru este pentru varianta comercială 0 °C ... +70 °C, extinsă (-40 °C ... +85 °C) și pentru cea militară -55 °C ... +125 °C.

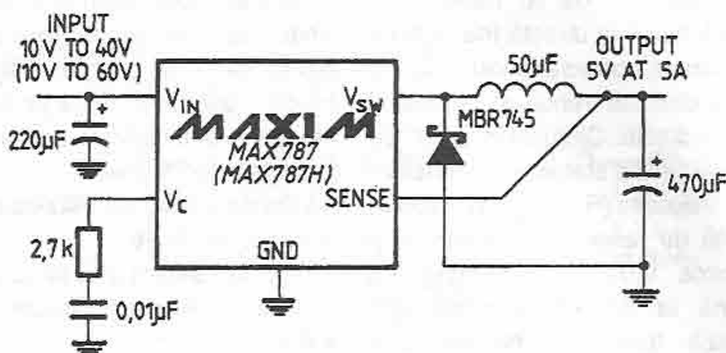


Fig. 3.16

17. CONVERTOR c.c. – c.a.

Tensiunea obținută în secundarul transformatorului nu este nici sinusoidală și nici simetrică, mai mult chiar, poate prezenta unele „vârfuri" de suprasarcină periculoase pentru aplicația propusă. Din acest motiv a fost prevăzut la ieșire grupul de limitare bidirecțională alcătuit din diodele Zener DZ1 și DZ2 plus rezistența de limitare R6.

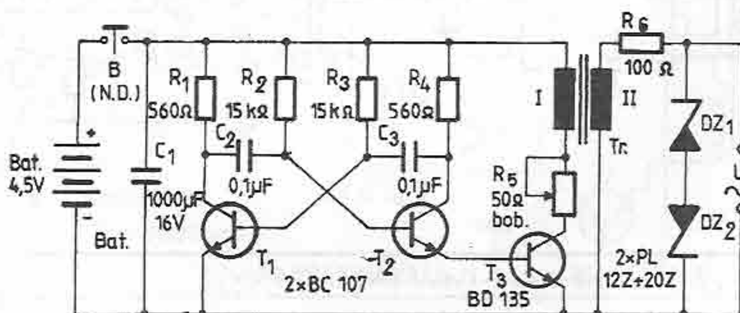


Fig. 3.17

18. CONVERTOR PENTRU TUB FLUORESCENT ALIMENTAT LA 1,5 ÷ 12 V

Acest montaj prezintă avantajul că are un consum redus de curent, fapt pentru care tranzistorul de putere nu necesită radiator și bateriile țin mai mult.

Indiferent de puterea tubului, acesta se amorsează și la o baterie de 1,5 V.

Se folosește o bară de ferită cu diametrul de Ø10 mm și cu o lungime de 7 cm. Se poate utiliza și o bară de ferită plată de la radioreceptorul Cora.

Bobinajele se fac spiră lângă spiră, cu izolație între straturi. Bobina L_1 are 75 de spire cu Ø0,6 mm, L_2 are 25 de spire cu Ø0,3 mm în sens invers față de L_1, iar L_3 are 500 de spire cu Ø0,3 mm, în sensul lui L_1.

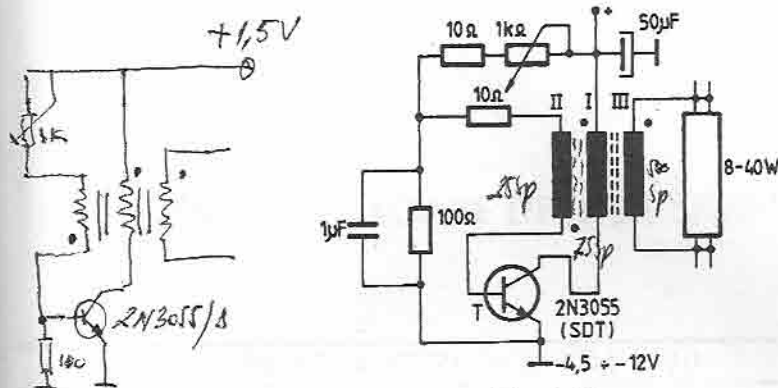


Fig. 3.18

19. CONVERTOR PENTRU TUB FLUORESCENT ALIMENTAT DE LA ACUMULATOR AUTO

În schema din figură s-a utilizat miezul transformatorului încorporat în difuzoarele de radioficare (tole E + I, fier-siliciu), cu secțiune de cca. 1,7 cm²; practic se poate folosi orice pachet de tole E + I cu secțiunea miezului central de cca. 2 cm² și lărgime a ferestrei suficientă pentru a încăpea pe carcasă bobinajele respective. Înfășurările (fără pretenția unui calcul exact) sunt:

- n_1 = 25 de spire CuEm 0,3 mm;
- n_2 = 25 de spire CuEm 0,8 mm;
- n_3 = 360 de spire CuEm 0,2 mm.

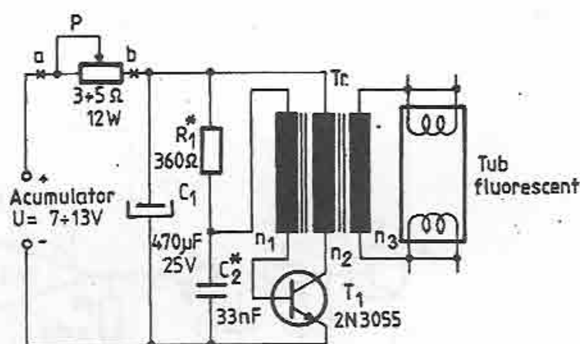


Fig. 3.19

Experimental, s-a obținut o funcționare bună pentru variația tensiunii la bornele acumulatorului între 7 și 13 V, curentul consumat variind între 1 și 1,5 A, în cazul utilizării unui tub fluorescent „Electrofar" cu puterea nominală de 14 W. Chiar dacă tubul nu lucrează la întreaga sa capacitate, lumina emisă de el este mult mai bună decât s-ar obține de la un bec (sau grup de becuri) cu incandescență cu același consum, alimentat direct de la acumulator.

Folosirea miezului de fier în locul feritei impune reducerea frecvenței de lucru a oscilatorului în jurul a 3 ... 6 kHz (la valoarea „medie" a tensiunii de alimentare), lucru ce se obține prin tatonarea experimentală a condensatorului C_2. Practic, au rezultat valori optime pentru C_1 în gama 10 ÷ 47 nF, în cazul în care rezistența R_1 (dictată de factorul de amplificare al tranzistorului) era de ordinul sutelor de ohmi (240 ÷ 820 Ω).

Capitolul 4

AMPLIFICATOARE DE JF DE SEMNAL MIC

1. PREAMPLIFICATOR STEREO CU TDA 2310

În cadrul circuitelor pentru sisteme HI-FI, TDA2310 poate servi la construirea unui preamplificator cu parametri excepționali.

Elementele RC au menirea de a corecta curbele de răspuns după normele RIAA, asigurând liniaritatea de ±0,5 dB, iar la frecvența de 20 kHz distorsiunile nu depășesc 0,02%.

O capsulă TDA2310 permite construirea unui preamplificator stereo. Alimentarea se face de la o sursă cu ±12 ÷ 15 V.

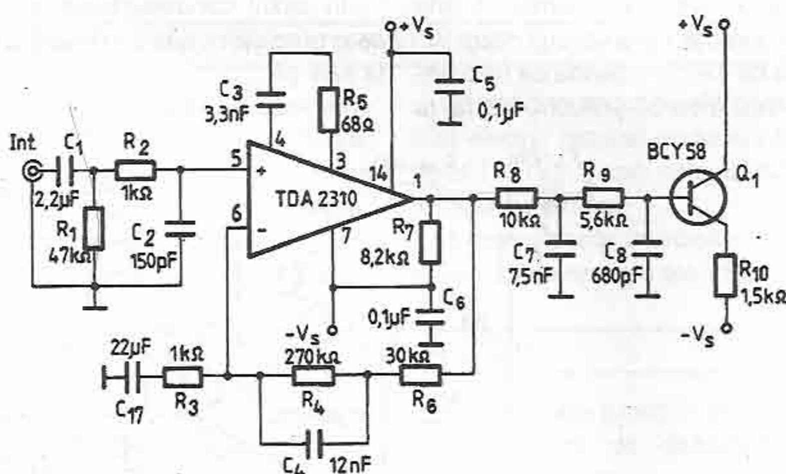


Fig. 4.1

2. PREAMPLIFICATOR PENTRU MICROFON

Schema din figura 4.2. este o altă aplicație a circuitului integrat TDA 2310.

Banda de frecvențe în care circuitul lucrează bine, cu o neliniaritate maximă de 0,5 dB, este cuprinsă între 20 și 100 kHz.

Montajul admite la intrare microfoane cu impedanța de 200 ÷ 600 Ω, ce pot genera un semnal de 1 mV.

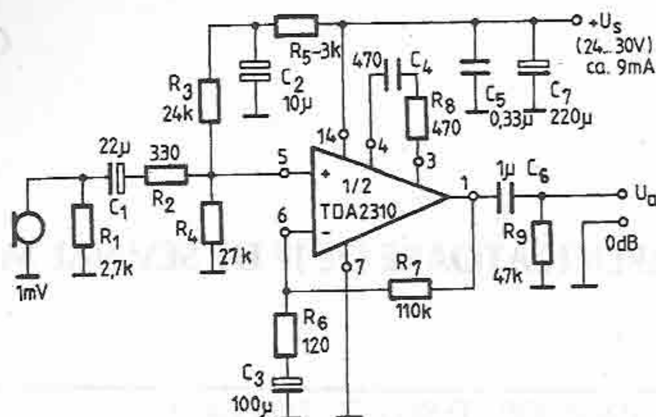


Fig. 4.2

3. PREAMPLIFICATOR PENTRU CAP MAGNETIC

Montajul este destinat să amplifice semnalul de la un cap magnetic de casetofon. Primul etaj este cu un tranzistor cu efect de câmp, după care semnalul este amplificat și corectat de un circuit integrat.

La viteza de 19 cm/s banda de frecvențe este cuprinsă între 30 și 20000 Hz, iar la 9,5 cm/s – între 30 și 15000 Hz.

Semnalul la ieșire este cuprins între 0,5 V și 2 V.

În cazul condensatoarelor la care nu este precizată unitatea de măsură, aceasta este pF.

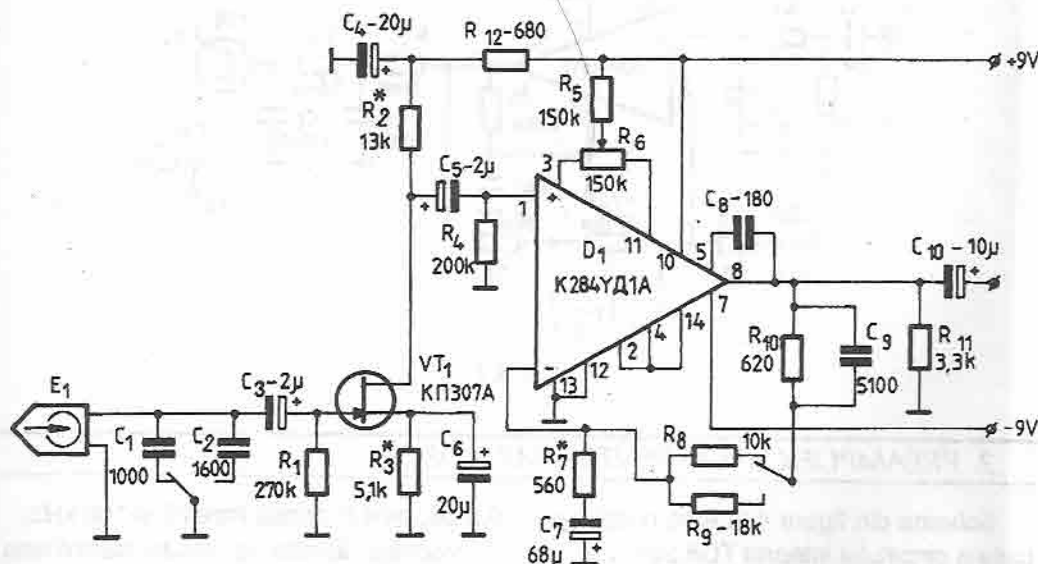


Fig. 4.3

4. PREAMPLIFICATOR STEREO

Preamplificatorul admite semnal de la microfoane, doze de picup, detectoare, debitând aproximativ 2 V.

Este construit cu două circuite integrate de tip MAA345 de producție TESLA.

Intrarea se face pe terminalul 4, iar ieșirea pe terminalul 1. Amplificarea este controlată și fixată prin potențiometrele de 10 kΩ.

Alimentarea se face cu 6 V.

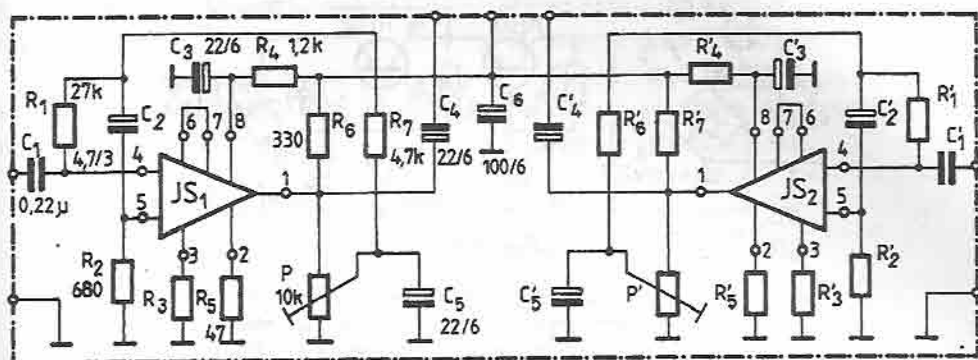


Fig. 4.4

5. PREAMPLIFICATOR AUDIO PENTRU APARATE DE PROIECȚIE

Unele aparate de proiecție, cum este cazul aparatului „Rus-85", nu sunt prevăzute cu o parte electronică pentru citirea sunetului înregistrat pe o pistă magnetică.

Pentru remedierea acestui neajuns este recomandat montajul din figura 4.5.

Un cap magnetic citește pista, iar semnalul electric rezultat comandă circuitul integrat 118YH1Δ, apoi este aplicat unui amplificator de putere.

În montaj este menționat și modul de alimentare cu energie electrică.

6. PREAMPLIFICATOR CU ZGOMOT REDUS

Aplicând la intrare 5 mV, la ieșire se poate obține 0,7 V. De remarcat utilizarea unor tranzistoare cu siliciu (tip BC109) care, alimentate cu 40 V, permit obținerea unui coeficient de distorsionare foarte redus. (Figura 4.6)

7. PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ PIEZO

Acest preamplificator este destinat a fi aplicat la o doză piezoceramică, asigurând, în banda 100 Hz ÷ 16 kHz, o neliniaritate mai mică de 1,5 dB.

Construcția este destul de simplă, tranzistorul recomandat a fi utilizat fiind BC413. (Figura 4.7)

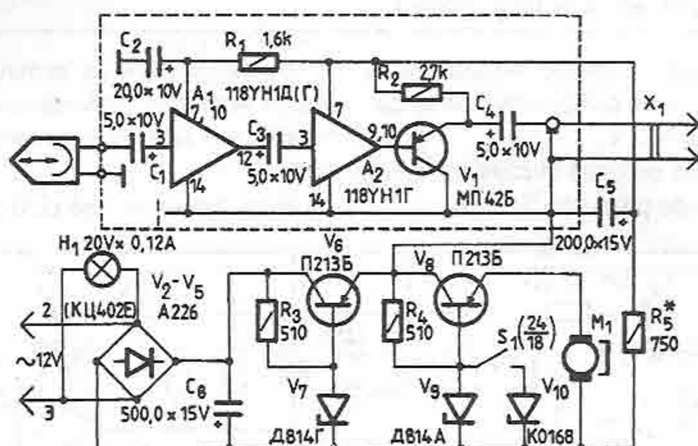


Fig. 4.5

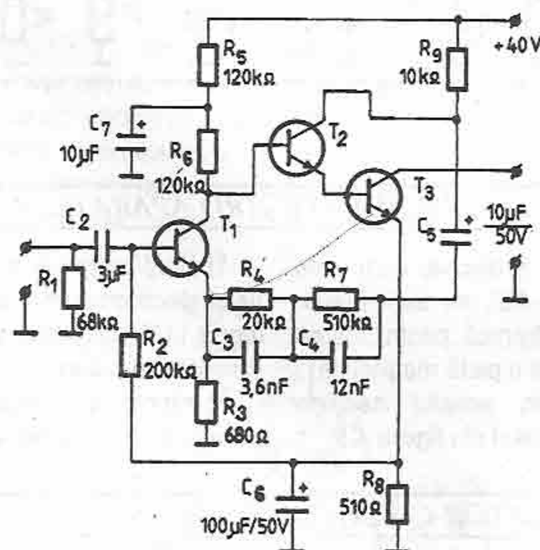


Fig. 4.6

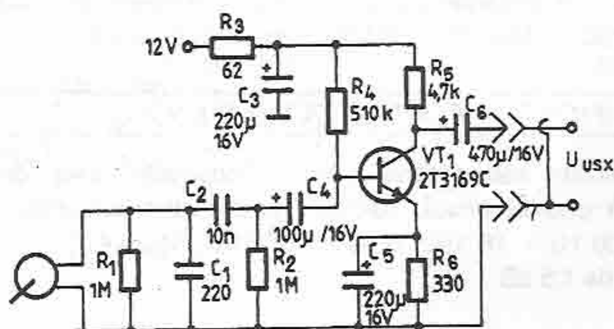


Fig. 4.7

Montajul este conceput a lucra cu o doză *magnetică de picup și, pentru aceasta,* trebuie să asigure amplificarea semnalelor cuprinse între 2 și 10 mV (date de doză) și să corijeze curba RIAA folosită la înregistrare, respectiv să atenueze spectrul frecvențelor înalte.

Rezistența de sarcină a unei doze magnetice este în jur de 50 kΩ, care în schemă este asigurată de R_1.

Primele două tranzistoare lucrează ca *amplificatoare de tensiune. Următorul etaj lucrează cu o sarcină mică, pentru a reduce* distorsiunile.

Punctul de funcționare a primului tranzistor este asigurat de reacția negativă R_2, R_3 în bază și de R_7 în emitor.

Circuitul $R_7C_4C_6$ formează tot un circuit de reacție și filtrare a frecvențelor joase, sub 25 Hz (40 dB la 8 Hz).

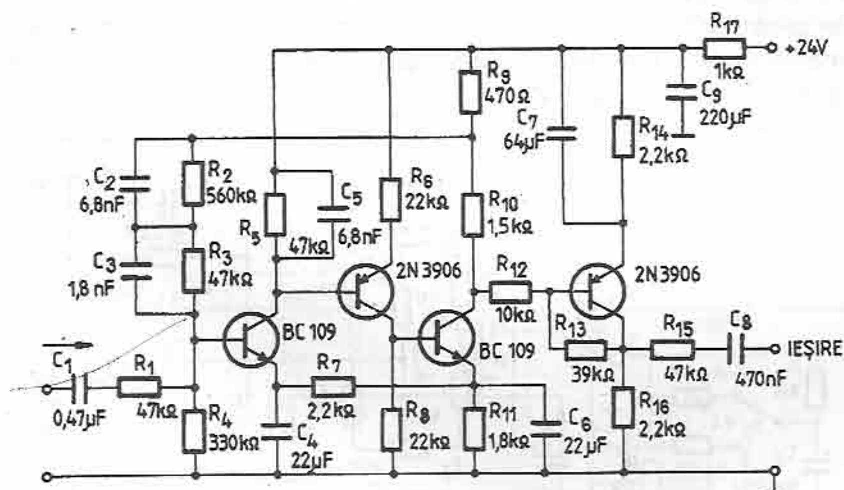


Fig. 4.8

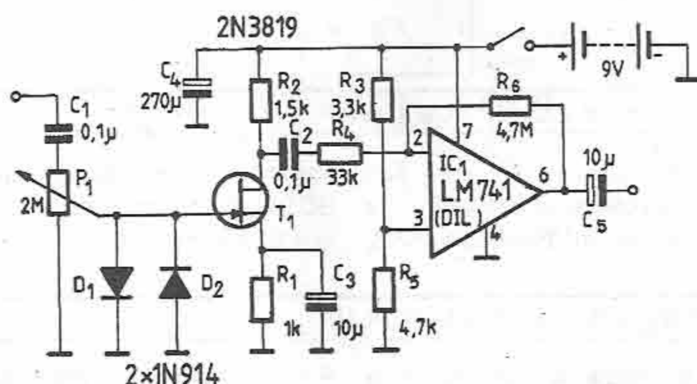


Fig. 4.9

9. AMPLIFICATOR CU IMPEDANȚĂ MARE DE INTRARE

Când se urmărește prezența unui semnal într-un montaj, elementul urmăritor trebuie să aibă impedanță de intrare mare ca să nu perturbe funcționarea aparatului supus testării și nici să altereze forma semnalului electric.

Acestui scop îi corespunde amplificatorul din figura 4.9, care prezintă o impedanță de intrare de peste 2 MΩ și un câștig de peste 50 dB în condiții de zgomot redus, pentru toată gama de audiofrecvență.

10. AMPLIFICATOR PENTRU CHITARĂ ELECTRICĂ

Utilizând un circuit integrat de tipul 387 (LM387 sau βM387), se poate construi un amplificator pentru chitară.

De remarcat introducerea unor circuite corectoare de ton, circuite care au eficiența de ±15 dB, atât la frecvențe joase, cât și la frecvențe înalte.

Consumul de curent este de 12 mA când montajul se alimentează la 24 V.

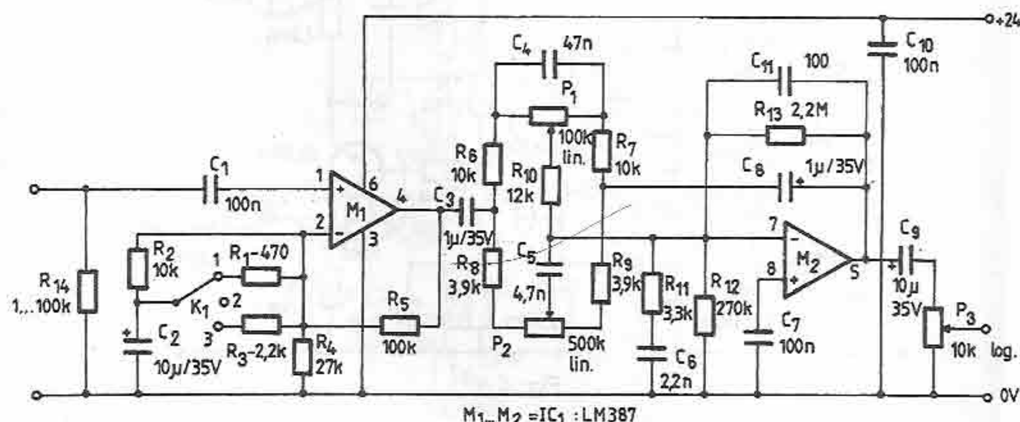


Fig. 4.10

11. COMPRESOR DE DINAMICĂ (I)

Folosind un circuit CD4011 sau MC1401 se poate realiza un compresor de dinamică, foarte util în transmisii SSB. Tranzistorul din montaj este BC107 sau BC109. Alimentarea compresorului se face la 9 V. (Figura 4.11).

12. COMPRESOR DE DINAMICĂ (II)

Elementul de bază al schemei este circuitul integrat A202D, produs în fosta R.D.G. Asemenea montaje sunt foarte utile în transmisiunile SSB. (Figura 4.12).

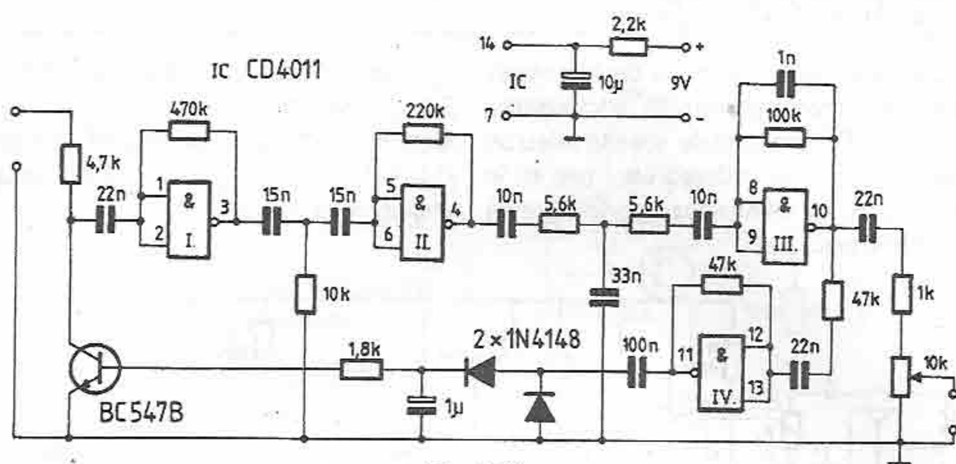


Fig. 4.11

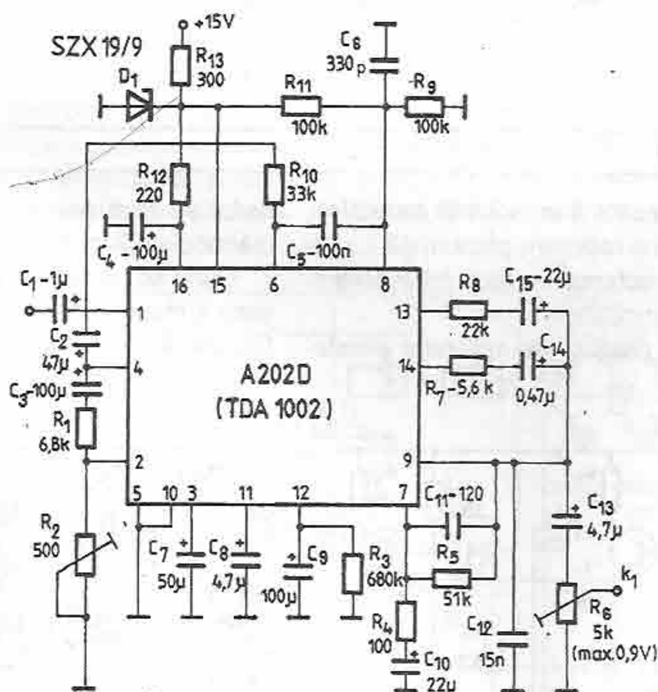


Fig. 4.12

13. ADAPTOR TELEFONIC

Captând inductiv semnal de la soneria telefonului, montajul permite anclanșarea unui releu. Prin contactele acestui releu se poate comanda aprinderea unui bec și, în felul acesta, să se sesizeze de la distanță apelul telefonic.

Captorul este o bobină (2000 de spire 0,1 pe un miez magnetic) care aplică semnalul obținut unor circuite integrate; C.I. 741 îl amplifică, iar C.I. 556 comandă anclanșarea releului.

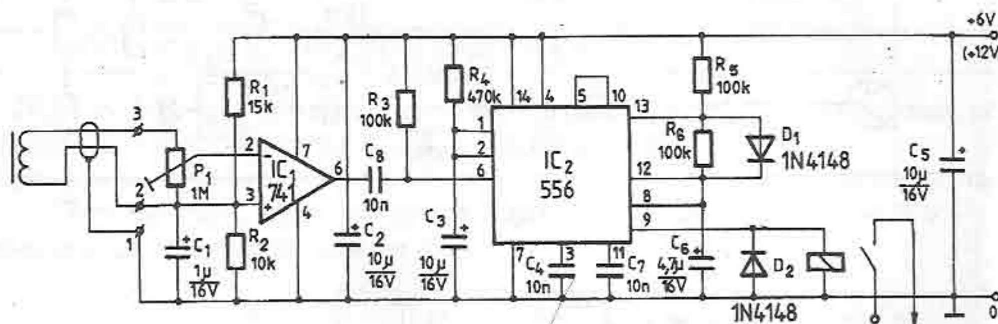


Fig. 4.13

14. DNL

Montajul poate fi introdus în casetofon, obținându-se o reducere pronunțată a zgomotului. Conectarea se face între preamplificator și amplificator.

Reglarea pragului de acționare a sistemului se face prin potențiometrul R_{19}, urmărindu-se dispariția totală a zgomotului.

Când se urmărește scoaterea din funcțiune a montajului, se desface contactul S. Diodele sunt 1N914.

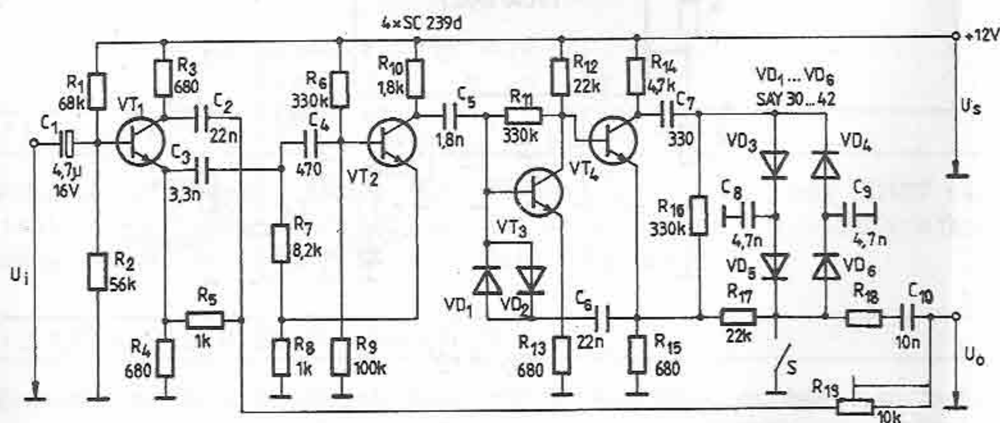


Fig. 4.14

15. PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ CERAMICĂ

Dozele ceramice se cuplează totdeauna la amplificatoare cu impedanță de intrare mare, spre a se asigura reproducerea unei benzi de frecvență cât mai largă. Această cerință se impune, în special, la reproduceri HI-FI.

Elementele din schemă asigură transmiterea unei benzi de frecvențe cuprinsă între 40 și 20000 Hz. Tranzistoarele (pot fi și BC109) se selecționează pentru zgomot mic.

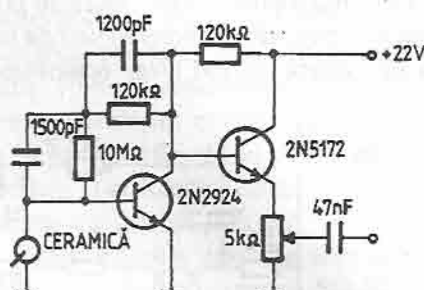


Fig. 4.15

16. MICROFON CU ELECTRET PENTRU TELEFON

Calitatea vorbirii la telefoanele cu microfon cu cărbune poate fi îmbunătățită prin utilizarea unui microfon cu electret, cu o schemă de amplificare corespunzătoare. Complet compatibilă (dimensional și electric) cu microfonul obișnuit cu cărbune, schema prezentată conține un amplificator și 2 etaje de filtrare:

– C_1 / R_2 – filtru trece-sus, limitează frecvența limită inferioară la 500 Hz;

– C_3 / R_4 – filtru trece-jos, limitează frecvența limită superioară la 4,2 kHz.

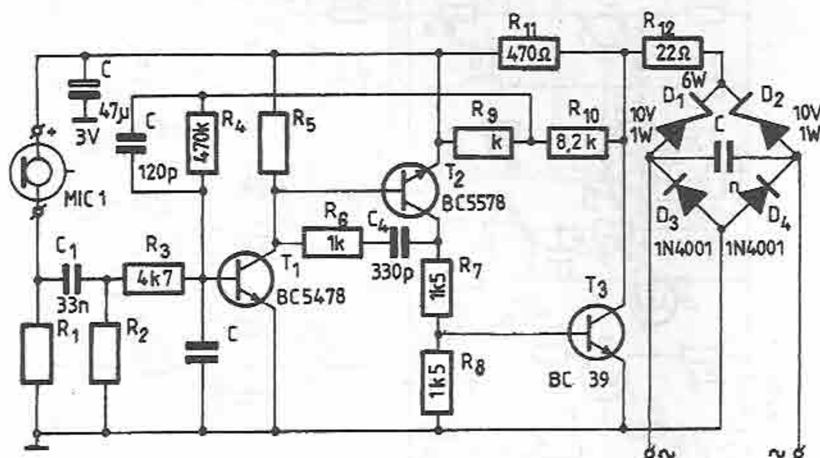


Fig. 4.16

La intrarea montajului din figură se poate aplica semnal de la microfon sau de la o doză de chitară, având chiar posibilitatea de mixare a acestor semnale prin potențiometrele P. Reglajul de ton pe fiecare ramură este de +18 ÷ 19 dB la 20 kHz.

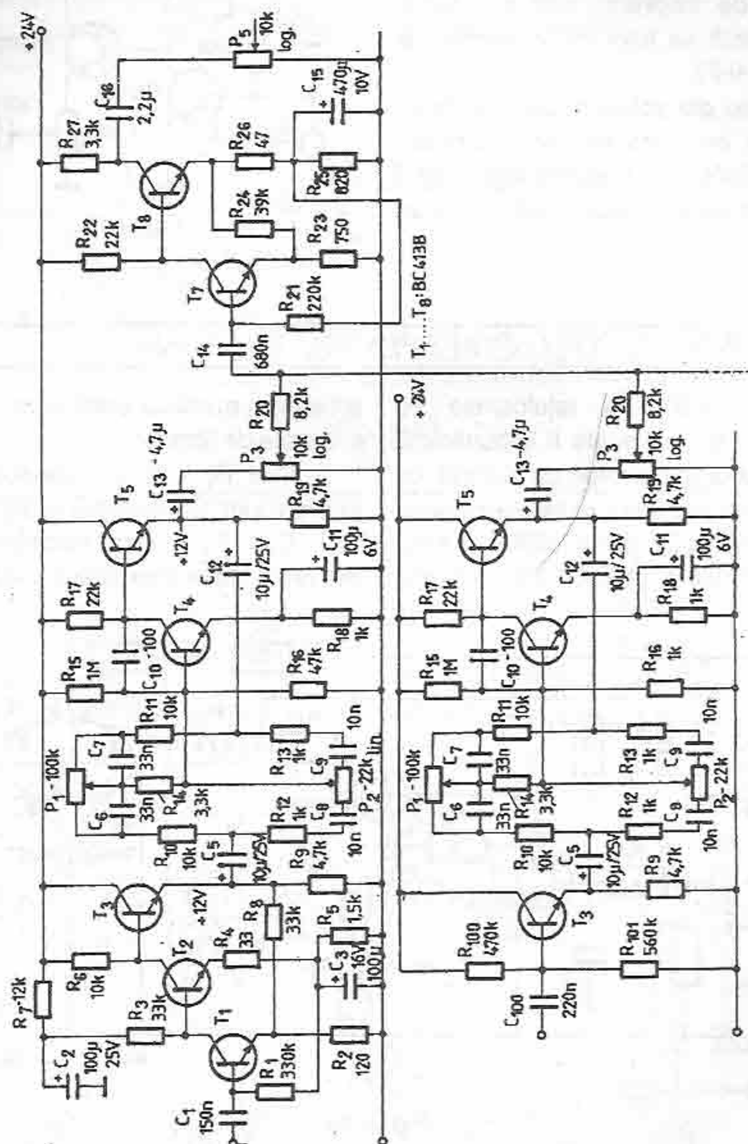


Fig. 4.17

Un principiu destul de cunoscut permite un astfel de reglaj pentru aparate audio stereo, având ca idee aplicarea în antifază a unei părți din semnalul unui canal pe celălalt canal. Până la un procentaj de aproximativ 25% se obține, prin acest reglaj, o mărire a lărgimii de bandă; peste aceasta – apar distorsiuni. Circuitul din figura 4.18 prezintă un amplificator cu două canale, prevăzut cu acest reglaj (potențiometru dublu 150 kΩ), ce permite cuplarea canalelor fie în fază, fie în antifază. Prin potențiometrul 4K7 se echilibrează canalele; amplificarea este de 0,7 în banda de 16 ÷ 35 kHz la 3 dB, cu distorsiuni neglijabile pentru tensiuni de intrare mai mici de 300 mV.

Tranzistoarele sunt de semnal mic și zgomot redus (de exemplu BC 237, 238), iar alimentarea se face cu 10 ÷ 18 V.

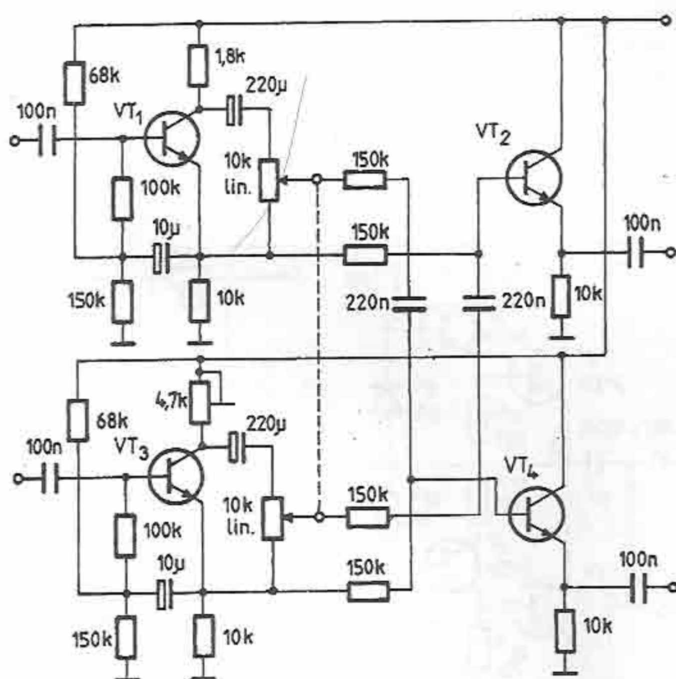


Fig. 4.18

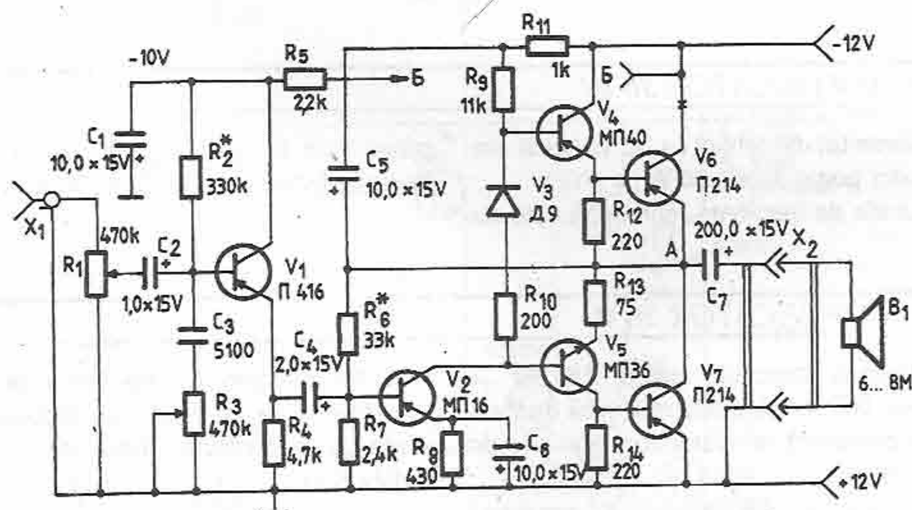
AMPLIFICATOARE DE JF DE SEMNAL MARE

1. AMPLIFICATOR AUDIO FOLOSIND PIESE RECUPERATE

Din materiale și piese mai vechi se poate construi un amplificator util în sonorizarea unui vehicul sau a unei încăperi.

După cum se observă, alimentarea se face cu 12 V dintr-un acumulator sau dintr-un alimentator.

Tranzistoarele P214 se vor monta pe radiator, eventual se vor înlocui cu ASZ15 ÷ ASZ17, EFT212.



2. AMPLIFICATOR 120 W

Acest montaj poate debita 120 W pe o sarcină de 4 Ω, cu un procent de distorsiuni de 1%.

De remarcat modul de alimentare cu 40 V și tranzistoarele speciale din etajul final.

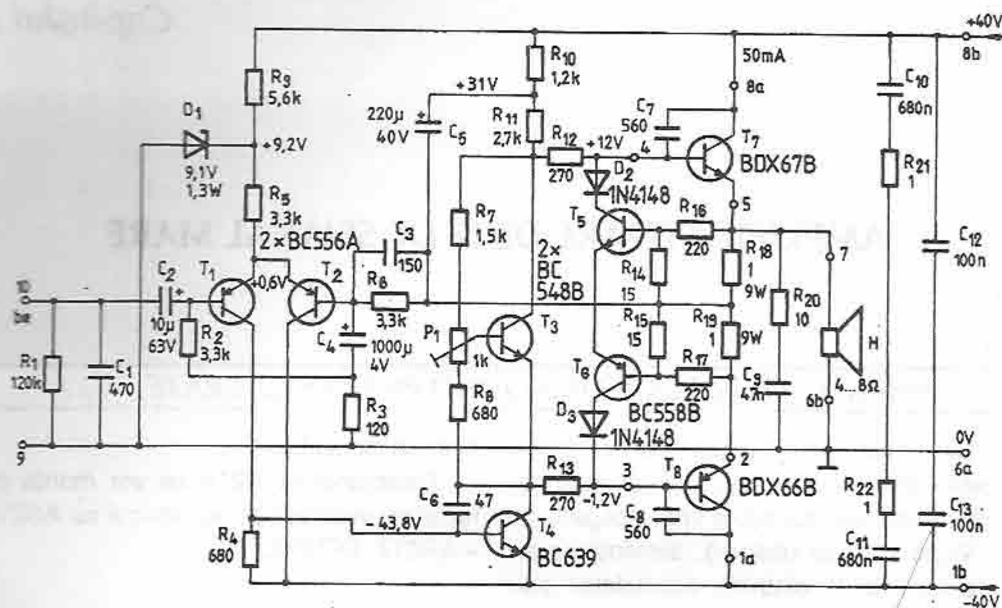


Fig. 5.2

3. AMPLIFICATOR 36 W

Alimentat diferențial cu 30 V, acest amplificator poate debita 36 W pe 4 Ω.

Banda de frecvențe reprodusă este cuprinsă între 20 și 40000 Hz, cu un coeficient de distorsiuni de 0,03%. (Figura 5.3).

4. AMPLIFICATOR 20 W

Montajul acoperă gama 16 Hz ÷ 60 kHz, cu o neliniaritate mai mică de 2 dB și un coeficient de distorsiuni mai mic de 0,5%, la o putere de 20 W.

Sarcina amplificatorului o constituie boxa de difuzoare cu impedanța de 4 Ω. Alimentarea se face dintr-un redresor ce debitează o tensiune dublă de ±15 V. (Figura 5.4).

5. AMPLIFICATOR 10 W

Amplificatorul poate fi realizat și în varianta stereo, debitând 2 x 10 W. Banda de frecvențe reprodusă 20 Hz ÷ 20 kHz, cu un coeficient de distorsiuni de 0,2% la 1000 Hz. Sarcina optimă este 4 Ω. Primul tranzistor este amplificator de tensiune, după care urmează un corector de ton.

Diodele D814 sunt de tip Zener 8 V. De remarcat faptul că tensiunea continuă de alimentare este de 10 V. (Figura 5.5).

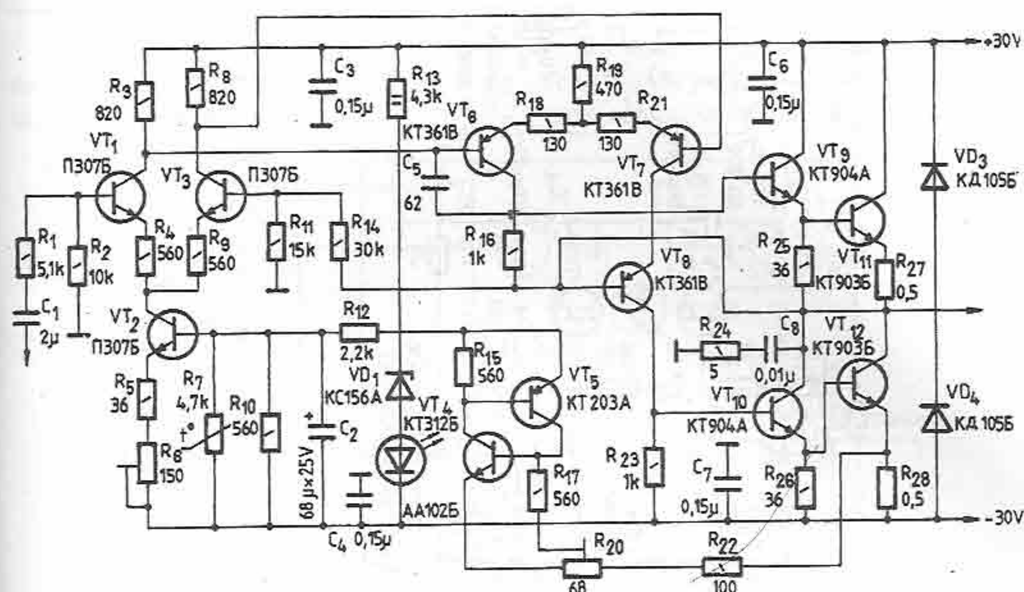

+30V
-30V
R3
820
R8
820
C3
0,15µ
R13
4,3k
VT6
KT361B
R18
130
R19
470
R21
130
VT7
KT361B
C6
0,15µ
VT1
П307Б
VT3
П307Б
C5
62
VT9
KT904A
VD3
КД105Б
R1
5,1k
R2
10k
R4
560
R9
560
R11
15k
R14
30k
R16
1k
VT8
KT361B
R25
36
VT11
KT903Б
R27
0,5
C1
2µ
VT2
П307Б
R12
2,2k
R24
5
C8
0,01µ
VT12
KT903Б
R5
36
R7
4,7k
R10
560
VD1
KC156A
VT4
KT312Б
R15
560
VT5
KT203A
VT10
KT904A
VD4
КД105Б
R6
150
C2
68µ×25V
R17
560
R23
1k
C7
0,15µ
R26
36
R28
0,5
AA102Б
C4
0,15µ
R20
68
R22
100

Fig. 5.3

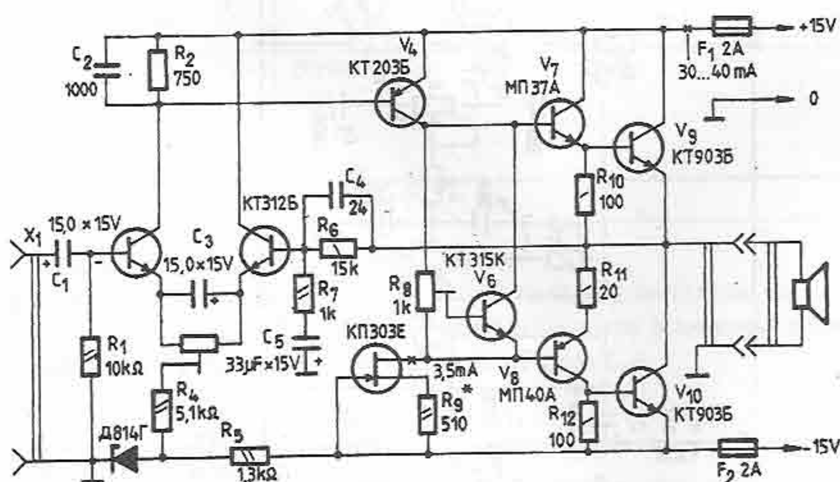
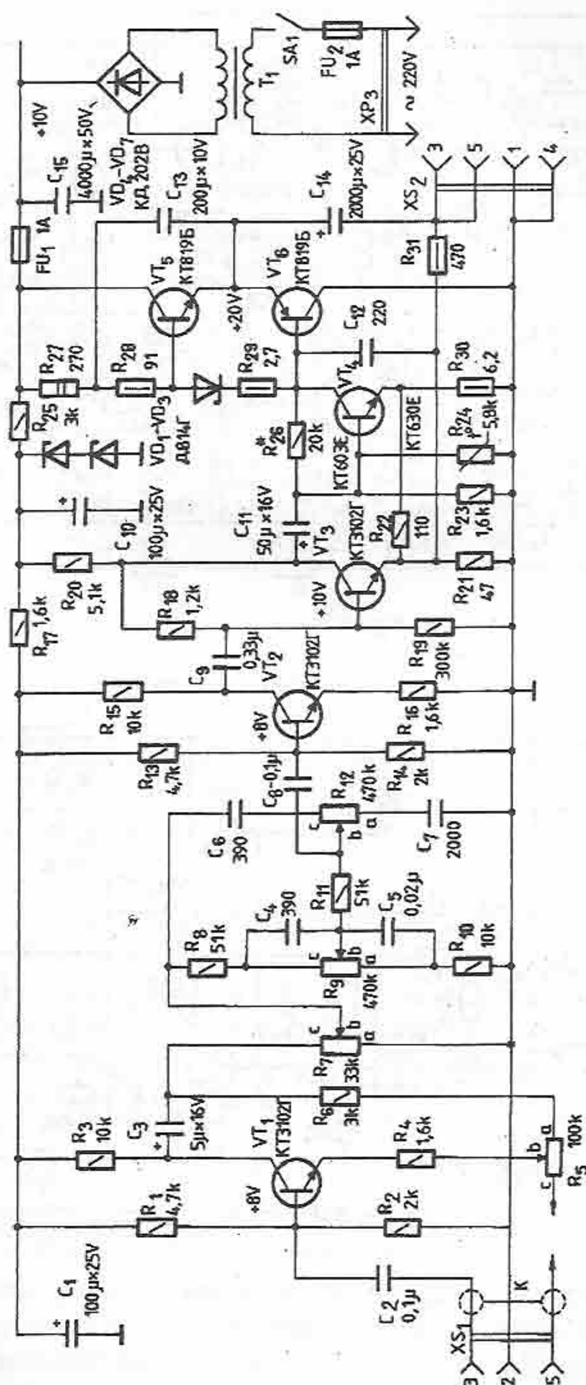

C2
1000
R2
750
V4
KT203Б
V7
МП37A
F1 2A
30...40 mA
+15V
0
V9
KT903Б
R10
100
KT312Б
C4
24
X1
15,0 × 15V
C1
C3
15,0×15V
R6
15k
KT315K
V6
R11
20
R8
1k
R7
1k
R1
10kΩ
C5
33µF×15V
КП303E
3,5mA
V8
МП40A
R4
5,1kΩ
R9*
510
R12
100
V10
KT903Б
Д814Г
R5
1,3kΩ
-15V
F2 2A

Fig. 5.4



C1 100μ×25V
XS1
3
2
5
K
C2 0,1μ
R1 4,7k
R2 2k
+8V
VT1 КТ3102Г
R3 10k
C3 5μ×16V
R4 1,6k
R5 100k
a
b
c
R6 3k
R7 33k
R8 51k
R9 470k
R10 10k
C4 390
R11 51k
C5 0,02μ
C6 390
R12 470k
C7 2000
C8 0,1μ
R13 4,7k
R14 2k
+8V
R15 10k
R16 1,6k
VT2 КТ3102Г
C9 0,33μ
R17 1,6k
R18 1,2k
R19 300k
R20 5,1k
C10 100μ×25V
+10V
VT3 КТ3102Г
R21 47
C11 50μ×16V
R22 110
R23 1,6k
R24 5,8k
КТ630Е
КТ603Е
R26* 20k
VT4
VD1-VD3 Д814Г
R25 3k
R27 270
R28 91
R29 2,7
R30 6,2
C12 220
VT5 КТ819Б
VT6 КТ819Б
+20V
R31 470
FU1 1A
C13 200μ×10V
C14 2000μ×25V
XS2
C15 4000μ×50V
VD4-VD7 КД202В
+10V
T1
SA1
FU2 1A
XP3
~220V

Fig. 5.5

6. AMPLIFICATOR PENTRU AUTOTURISM

Montajul este destinat a fi montat în autoturisme, alimentarea asigurându-se de la acumulatorul de 12 V.

Cu acest amplificator pot fi audiate, în condiții optime, semnale de la aparate de radio sau casetofoane.

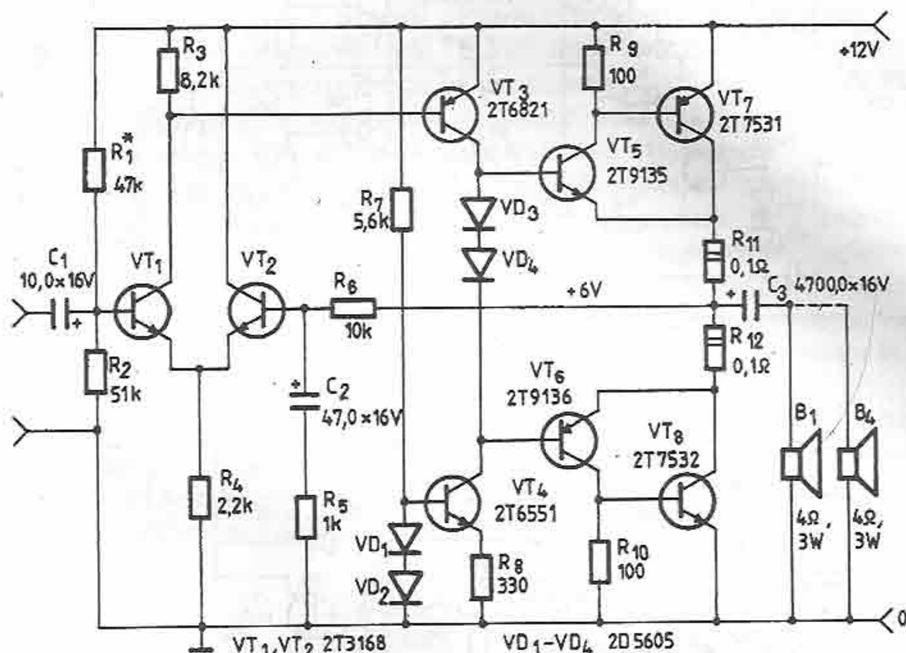


Fig. 5.6

7. AMPLIFICATOR 12 W

Acest amplificator asigură la ieșire o putere de 12 W pe o sarcină de 8 Ω, într-o bandă de frecvențe cuprinsă între 20 Hz și 20 kHz, coeficientul de distorsiuni fiind de 0,02%.

Alimentarea montajului se face redresând cu o punte o tensiune alternativă de 28 V. (Figura 5.7).

8. AMPLIFICATOR 25 W

Montajul debitează o putere de 25 W pe o sarcină de 4 Ω, reproducând o bandă de frecvențe cuprinsă între 5 Hz și 45 kHz, cu un coeficient maxim de distorsiuni de 0,1%.

Se observă că atât preamplificatorul (realizat cu circuitul A109), cât și etajele cu tranzistoare sunt alimentate cu tensiune diferențială. (Figura 5.8).

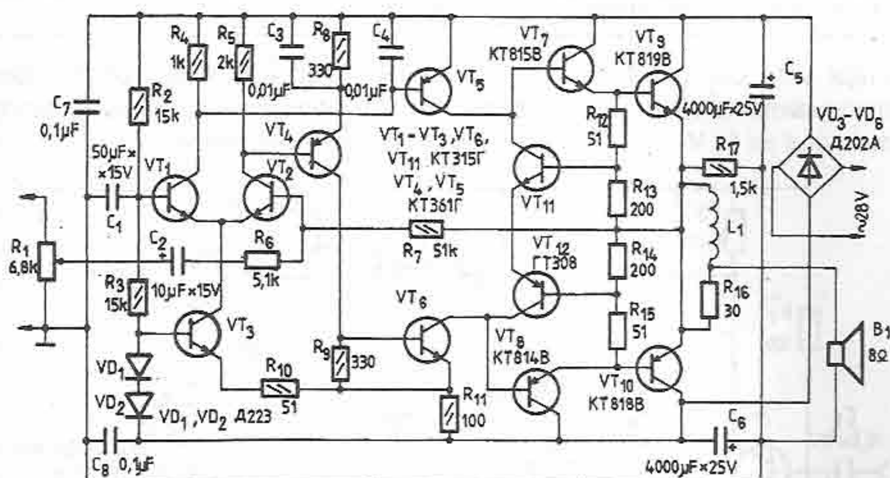

R4 1k
R5 2k
C3 0,01µF
R8 330
C4 0,01µF
VT5
VT7 KT815B
VT9 KT819B
C5 4000µF×25V
C7 0,1µF
R2 15k
50µF× ×15V
VT1
VT4
VT2
VT1 - VT3, VT6, VT11 KT315Г
VT4, VT5 KT361Г
R12 51
VD3 - VD6 Д202A
R17 1,5k
VT11
R13 200
L1
~28V
R1 6,8k
C1
C2 10µF×15V
R6 5,1k
R7 51k
VT12 ГТ308
R14 200
R3 15k
VT3
VT6
R16 30
R15 51
B1 8Ω
VD1
R9 330
VT8 KT814B
VT10 KT818B
VD2
R10 51
R11 100
VD1, VD2 Д223
C6 4000µF×25V
C8 0,1µF

Fig. 5.7

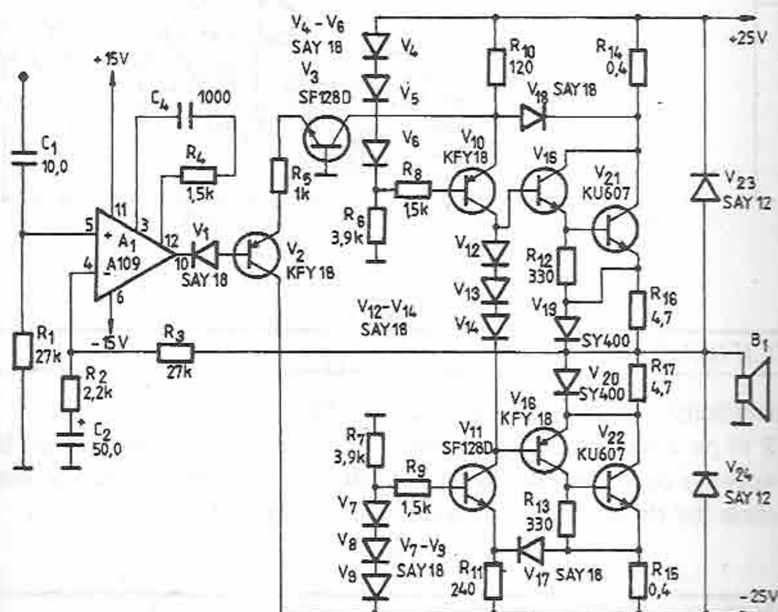

V4 - V6 SAY 18
V3 SF128D
V4
V5
V6
R10 120
R14 0,4
+25V
+15V
C4 1000
R4 1,5k
V18 SAY 18
V10 KFY18
V15
V21 KU607
C1 10,0
R5 1k
R8 1,5k
R6 3,9k
V23 SAY 12
A1 A109
V1 SAY 18
V2 KFY 18
V12
V13
V14
V12-V14 SAY 18
R12 330
V19 SY400
R16 4,7
R1 27k
-15V
R3 27k
R2 2,2k
C2 50,0
V20 SY400
R17 4,7
B1
V16 KFY 18
V11 SF128D
V22 KU607
R7 3,9k
R9 1,5k
V24 SAY 12
R13 330
V7
V8
V9
V7-V9 SAY 18
R11 240
V17 SAY 18
R15 0,4
-25V

Fig. 5.8

În figura de mai jos este prezentată o variantă simplă de amplificator AF de putere utilizând, în etajele finale, două tranzistoare identice, npn, cu siliciu, în configurație cu simetrie cvasicomplementară. Schema, preluată după documentația Sescosem, asigură obținerea unei puteri maxime la ieșire de cca. 15 W pe un difuzor cu impedanța de 15 Ω, în condițiile alimentării cu 50 V (tensiune continuă, bine filtrată, cu un consum maxim de cca. 0,5 A).

Tranzistoarele pot fi înlocuite astfel:

- T_1 = BC107 – 109, BC171 – 173;
- T_2 = 2N2219, 2N1711;
- T_3 = 2N2905;
- T_4, T_5 = 2N3055.

Aceste înlocuiri se pot face bineînțeles, cu condiția împerecherii aproximative după factorul beta al grupurilor T_2 – T_3 și T_4 – T_5.

Prepolarizarea etajului final cu dublete se realizează din grupul D_1, D_2, D_3, R_9, valoarea rezistenței R_9 alegându-se experimental astfel încât curentul de repaus prin tranzistoarele T_4 – T_5 să fie de cca. 20 mA (orientativ, între 120 Ω și infinit). Diodele pot fi 1N4148, 1N4002 etc.

Simetria punctului median, respectiv asigurarea în punctul A a potențialului U/2 = 25 V, se obține din semireglabilul R_3.

În funcție de performanțele pieselor utilizate, se pot optimiza experimental valorile lui R_{17} (reacție) și C_3 (compensare în frecvență).

Condensatoarele C_2 (reacție bootstrap) și C_5 (cuplaj ieșire) vor avea tensiunea nominală de lucru de cel puțin 63 V.

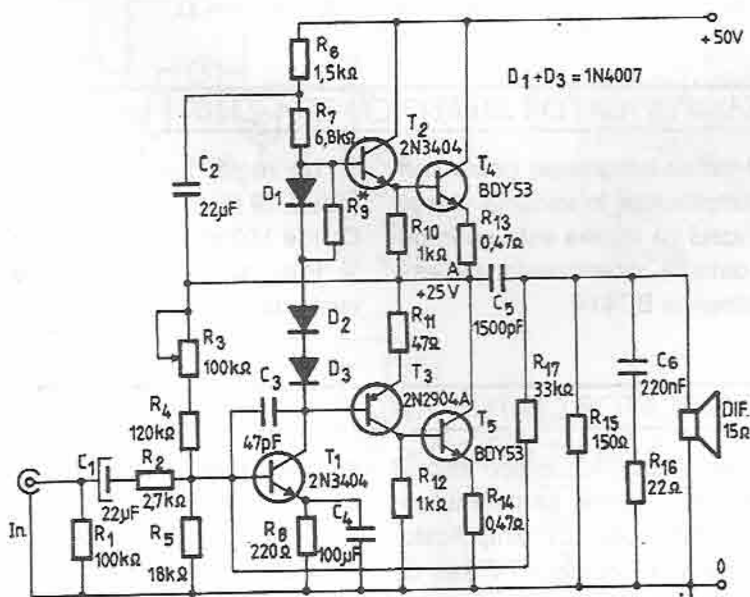


Fig. 5.9

10. AMPLIFICATOR CU MDA 2020

Cu acest circuit se poate obține un amplificator AF pentru un picup sau casetofon. Alimentarea montajului este posibilă cu tensiuni cuprinse între 9 și 16 V, după cum se poate cupla un difuzor cu impedanța de 4 ÷ 8 Ω. Chiar dacă puterea nu este prea mare (3 W), calitatea semnalului este foarte bună.

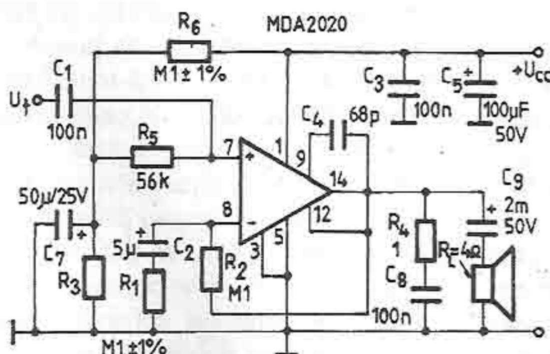


Fig. 5.10

11. AMPLIFICATOR TBA 820

Circuitul integrat TBA820 este un amplificator de putere de audiofrecvență, putând debita o putere maximă de 2 W pe o sarcină de 8 Ω când este alimentat cu 12 V. Alimentat cu 9 V, circuitul din figura 5.11 dezvoltă o putere de 1,6 W pe 4 Ω și 1,2 W pe 8 Ω.

De remarcat faptul că la o alimentare de numai 3,5 V se obține o putere de 220 mW pe 4 Ω.

12. PREAMPLIFICATOR STEREO CU TDA 2310

Cu acest circuit integrat se poate construi un preamplificator în varianta stereo. Remarcăm faptul că ieșirea este pe impedanță mică datorită receptoarelor pe emitor cu tranzistoarele BC414.

Un reglaj pentru frecvențe superioare (peste 19 kHz) se face prin trimerele C_{11} și C_{12} (de 150 pF).

Preamplificatorul are o bandă de frecvențe de 6 Hz ÷ 67 kHz. (Figura 5.12).

13. AMPLIFICATOR CU TDA 2030

Montajul din figura 5.13, având valorile componentelor pe schemă, permite folosirea circuitului TDA2030 ca amplificator audio de putere în receptoare TV sau de radiodifuziune. Alimentat la 14 V, pe o sarcină de 4 Ω, se obține o putere de 14 W cu 0,5% distorsiuni, sau 18 W cu 10% distorsiuni. (Figura 5.13).

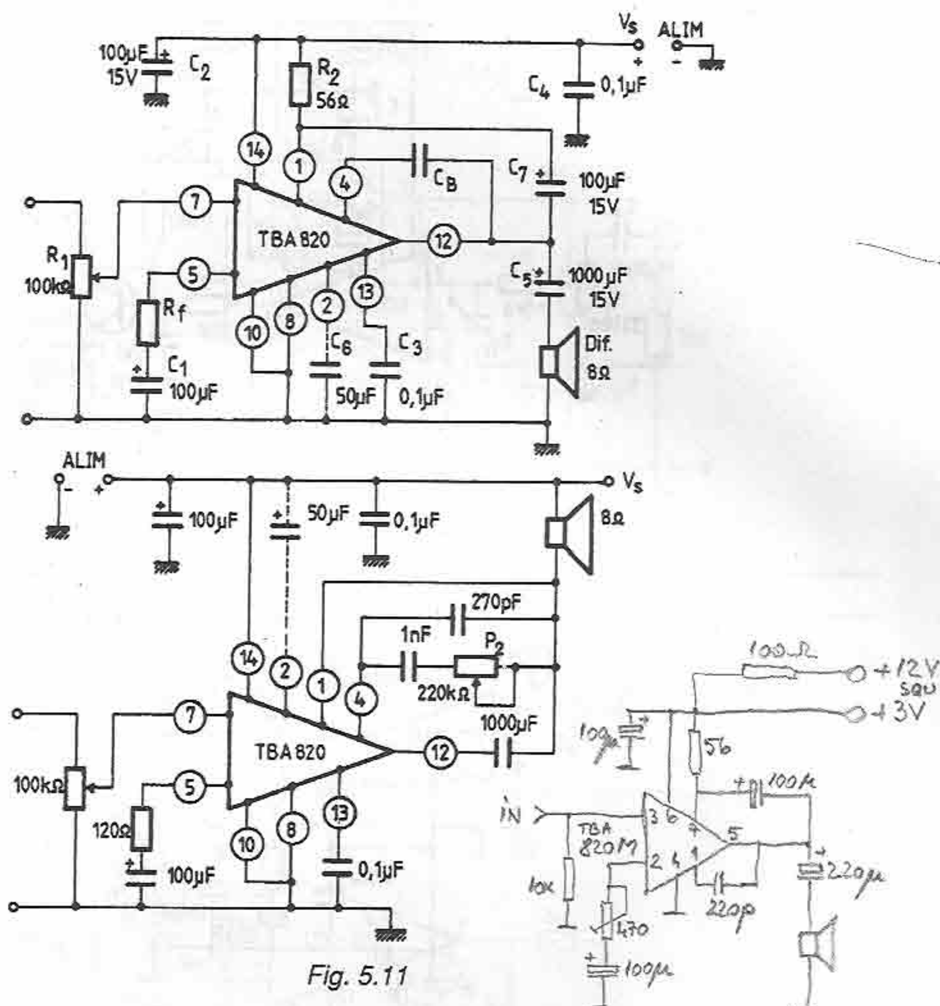


Fig. 5.11

C1 0,33pF
P1 220kΩ
R1 1kΩ
C11
C2 0,1µF
R2 4,7Ω
1/2 IC1
R4 5,6kΩ
C3 47pF
Q1 BC414C
+15V
R5 1,5kΩ
R3 8,2kΩ
-15V

Fig. 5.12a

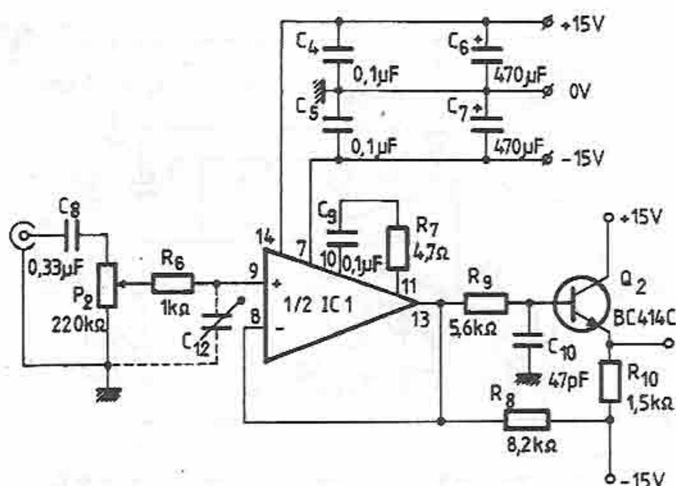


Fig. 5.12b

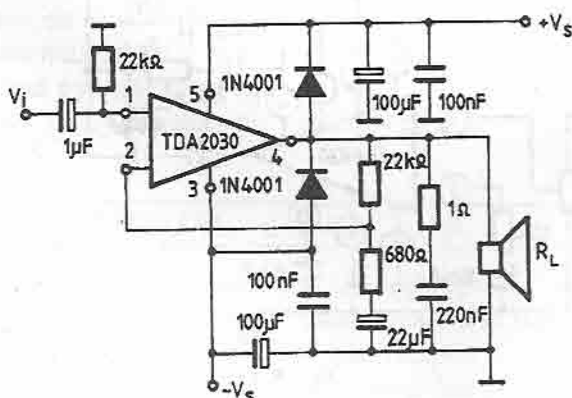


Fig. 5.13

14. AMPLIFICATOR 20 W CU TDA2020

Circuitul integrat TDA2020 este un amplificator de audiofrecvență autoprotejat la scurtcircuit, capabil să debiteze o putere maximă de 20 W pe o sarcină de 4 Ω. Distorsiunile nu depășesc 1% în banda de frecvențe 40 Hz ÷ 15 kHz. Tensiunea de alimentare maximă este de 22 V, respectiv de 44 V în cazul alimentării nesimetrice.

Circuitul este, de asemenea, autoprotejat împotriva încălzirii excesive, prin limitarea automată a puterii debitate.

Sensibilitatea la intrare este de 260 mV pentru puterea maximă.

Alăturat, redăm schema recomandată a amplificatorului AF cu TDA2020.

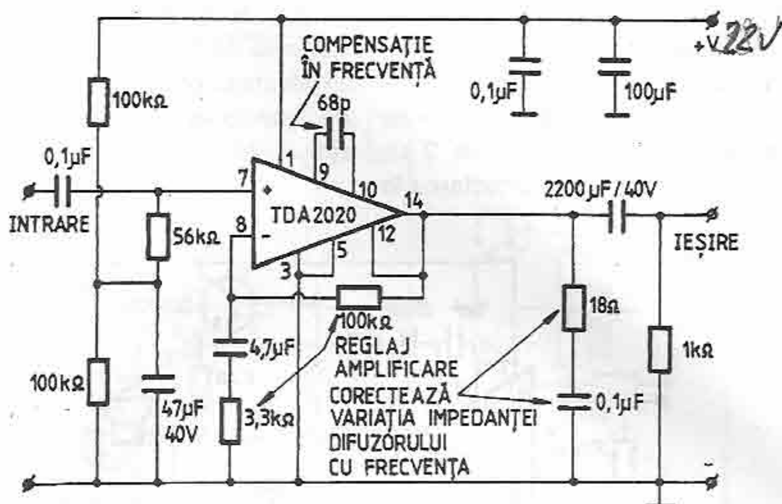


Fig. 5.14

15. AMPLIFICATOR 30 W CU STK-077

Conectat în varianta prezentată și alimentat cu o tensiune diferențială de 25 V, circuitul integrat STK-077 debitează la ieșire, pe o sarcină de 8 Ω, o putere de 30 W.

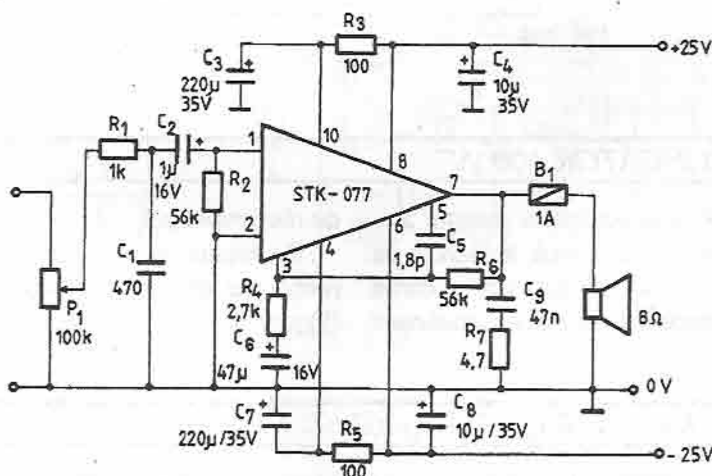


Fig. 5.15

16. AMPLIFICATOR 90 W

O metodă interesantă de obținere a unei puteri mari de audiofrecvență cu piese puține este prezentată în schema alăturată.

Circuitul integrat TDA2020 este un amplificator de putere apt de a debita în jur de 20 W, dar cu artificiul prezentat – atașarea unui etaj final în contratimp – se pot obține 90 W pe o sarcină de 2 Ω. Această sarcină rezultă din conectarea în paralel a două boxe de difuzoare cu valoarea de 4 Ω.

Montajul poate constitui și un exemplu de interconectare pentru alte tipuri de circuite integrate cu alte tranzistoare.

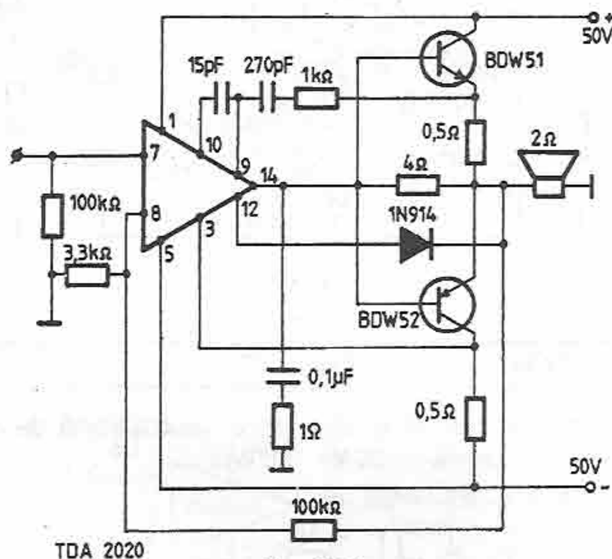


Fig. 5.16

17. AMPLIFICATOR 100 W

Caracteristica principală a acestui amplificator constă în faptul că în banda de frecvențe 100 Hz ÷ 100 kHz are o curbă de răspuns absolut liniară și un coeficient de distorsiuni sub 1%.

De reținut că alimentarea se face diferențial, cu tensiune de ± 40 V. (Figura 5. 17).

18. AMPLIFICATOR CU TDA 2003

Circuitul TDA2003 este amplificator de putere în banda 20 Hz ÷ 20 kHz și se alimentează cu o tensiune cuprinsă între 8 și 18 V. Debitează o putere de 8 W pe o sarcină de 2 Ω și o putere de 6 W pe o sarcină de 4 Ω cu 0,3% distorsiuni.

Echivalentul acestui circuit este UL1413G, produs de Unitra.

Schema electrică este prezentată în figura 5.18.

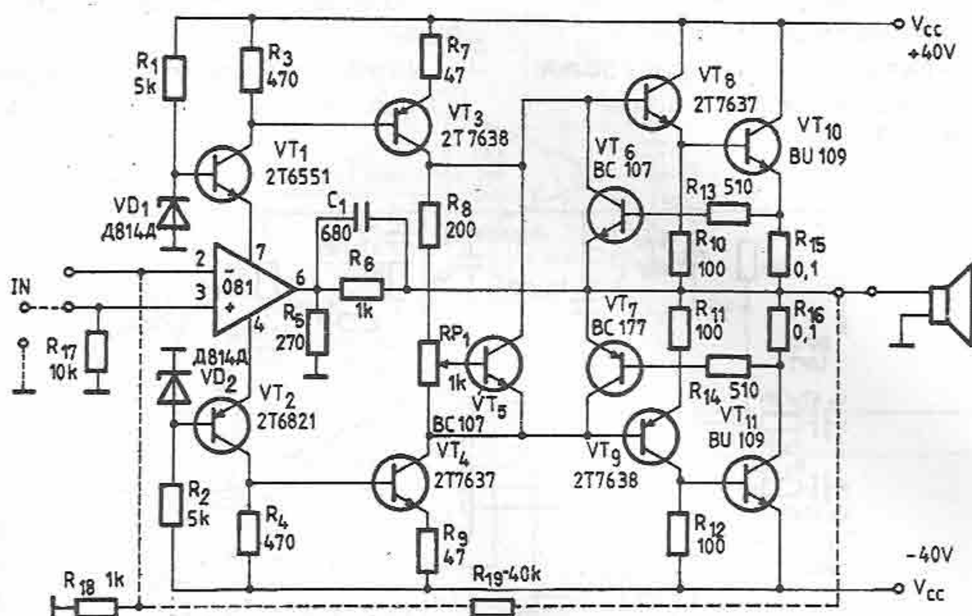
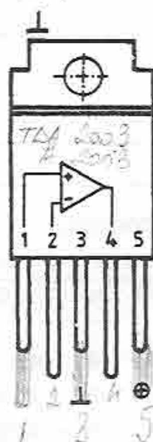


Fig. 5.17



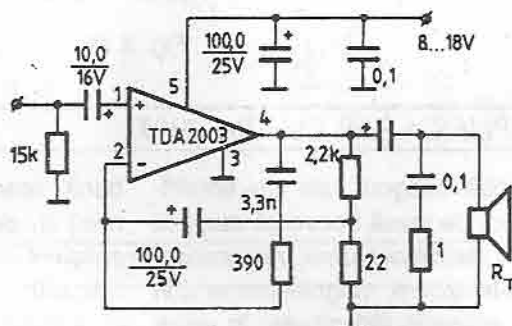


Fig. 5.18

19. AMPLIFICATOR CU SI-1125HD

Caracteristicile tehnice ale circuitului SI-1125 HD sunt următoarele:

– tensiunea de alimentare 25 V (22,5 V);

– curentul absorbit de la sursă 1,6 A (2,3 A);

– puterea nominală la ieșire pe o sarcină de 8 Ω (4 Ω) este de 2 x 25 W;

– banda de frecvențe reprodusă pentru puterea de 25 W la ieșire și neliniaritate de -1 dB este de 10 ÷ 20000 Hz;

– banda de frecvență reprodusă pentru puterea de ieșire de 1 W (neliniaritate de -1 dB) este de 10 ÷ 100000 Hz;

- amplificarea în tensiune 40 dB;
- impedanța de intrare 56 kΩ;
- nivelul tensiunii de zgomot 50 mA;
- rezistența termică a capsulei θ = 3,3 °C/W;
- coeficient de distorsiuni neliniare 0,2%.

Valorile din paranteze sunt date pentru o sarcină de ieșire cu impedanța de 4 Ω.

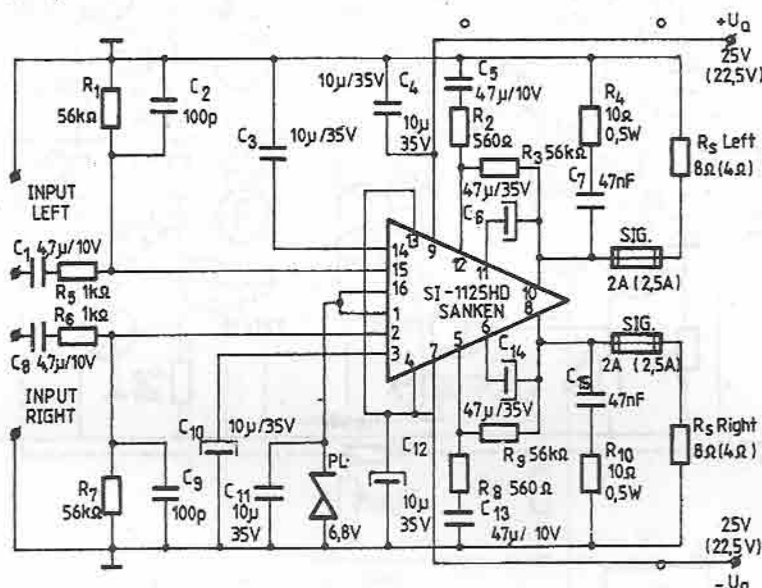


Fig. 5.19

20. AMPLIFICATOR CU TBA 790T

Acest circuit integrat este un amplificator de putere de joasă frecvență destinat a fi utilizat în radioreceptoare, radioreceptoare auto, televizoare, magnetofoane și în multe alte aplicații industriale în care puterea utilă nu depășește 2,5 W.

Datorită configurației interne a circuitului integrat, acesta prezintă următoarele avantaje:

- câștigul în buclă deschisă permite o bună reacție (conducând la distorsiuni mici) și, de asemenea, prezintă un câștig suficient în buclă închisă (o sensibilitate ridicată);
- preamplificatorul diferențial, alimentat cu o sursă de curent constant, prezintă o bună imunitate la rejecția sursei de alimentare. În tabelul următor sunt prezentate echivalențele acestui circuit produse de alte firme.

TIP SIMILAR

TIP I.P.R.S.	FIRMA	COD
TBA790T	Sescosem	TBA790
TBA790T	Polonia	UL1493

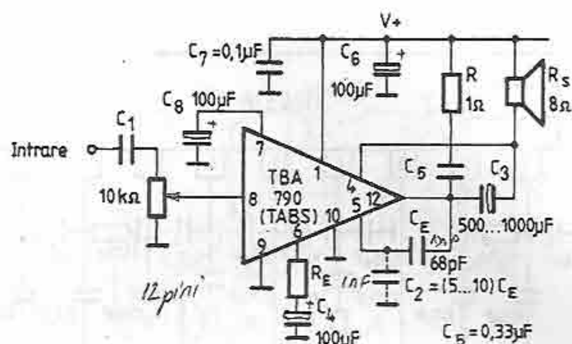


Fig. 5.20

21. AMPLIFICATOR CU TCA 150T

Acest circuit integrat este un amplificator de putere de joasă frecvență destinat a fi utilizat în radioreceptoare, și în alte aplicații în care puterea utilă nu depășește 5 W. Circuitul prezintă o protecție termică internă.

Datorită configurației interne a circuitului integrat, acesta prezintă aceleași avantaje: descrise și în cazul circuitului TBA 790.

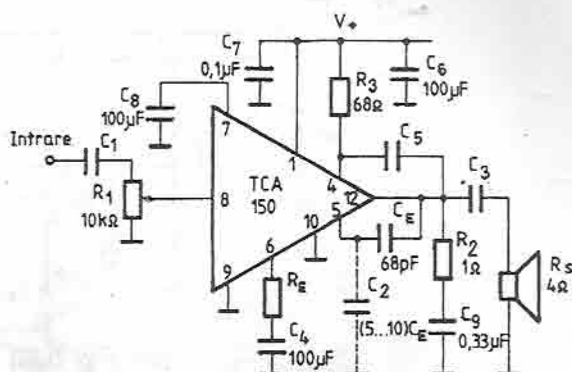


Fig. 5.21

22. AMPLIFICATOR CU U 2431B

Circuitul integrat U2431B (produs de firma Telefunken) este un amplificator AF dual, cu alimentare la tensiune joasă, destinat aparaturii portabile (radioreceptoare, casetofoane etc.).

Domeniul tensiunilor de alimentare este cuprins între 1,8 și 8 V (valoarea maximă absolută este de 9 V), cu variația corespunzătoare a puterii de ieșire.

Circuitul se caracterizează prin distorsiuni reduse, curent scăzut de repaus, precum și posibilitatea conectării externe a celor două amplificatoare în configurație stereo sau în punte.

Puterea totală de disipație la T_{amb} = 60 °C este de maximum 1 W, temperatura maximă admisibilă a joncțiunilor de 150 °C, iar rezistența termică joncțiune – ambiant de 90 K/W.

În figura **a** este dată schema de testare și de utilizare în varianta stereo, iar în figura **b**, schema corespunzătoare configurației în punte.

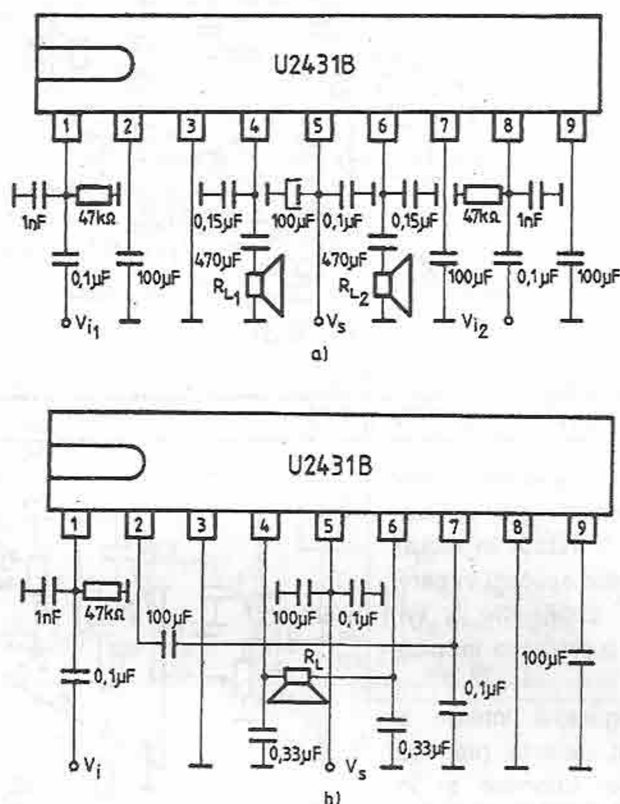


Fig. 5.22

23. AMPLIFICATOR CU TCA 1003

Montajul de utilizare din figură are, pentru V_s = +1,3 V, f = 1 kHz și T_{amb} = 25 °C, următoarele caracteristici electrice:

– curentul consumat din sursă de 1,95 mA tipic (maximum de 2,25 mA) cu comutatorul de ieșire în poziția A, respectiv maximum 0,65 mA în poziția B;

– câștigul tipic în tensiune de 63,5 dB (A), respectiv 53,5 dB (B);

– creșterea câștigului în tensiune prin comutarea generatorului de intrare de pe 8,6 kΩ pe 3,6 kΩ de minimum 13 dB (cu comutatorul de ieșire în poziția A);

– tensiunea eficace maximă de ieșire pentru d = 5%, cu comutatorul în A, de cel puțin 500 mV.

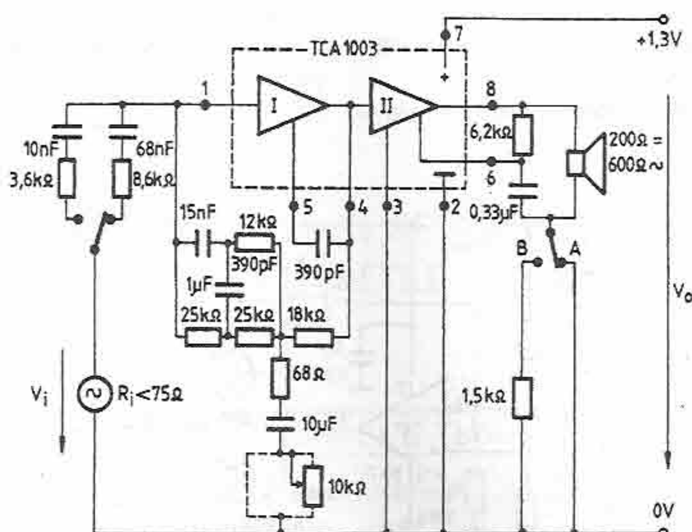


Fig. 5.23a

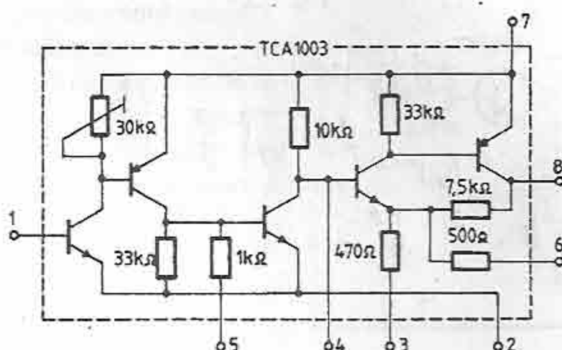


Fig. 5.23b

24. AMPLIFICATOR AUDIO CU TBA221

Circuitele integrate TBA221 sunt amplificatoare operaționale de uz general, echivalente funcțional cu tipurile: SFC2741DC, LM741CN8, SN72741P, μA741JC, βA741J.

Ele sunt produse în două variante identice funcțional, diferind doar prin tipul capsulei (TBA221, în capsulă metalică, având 8 terminale dispuse circular și TBA221B, în capsulă DIL cu 2 x 4 terminale).

Dintre caracteristicile fundamentale ale acestor amplificatoare operaționale, menționăm:

- $V_{cc} = \pm 18$ V;
- $P_d = 85$ mW;
- $V_{offset} = 5$ mV;
- $I_{offset} = 200$ nA;

• I_p = 500 nA;

• tensiunea diferențială de intrare (maximă) = 30 V;

• impedanța diferențială de intrare = 300 kΩ.

Alăturat prezentăm dispunerea terminalelor pentru cele două variante constructive.

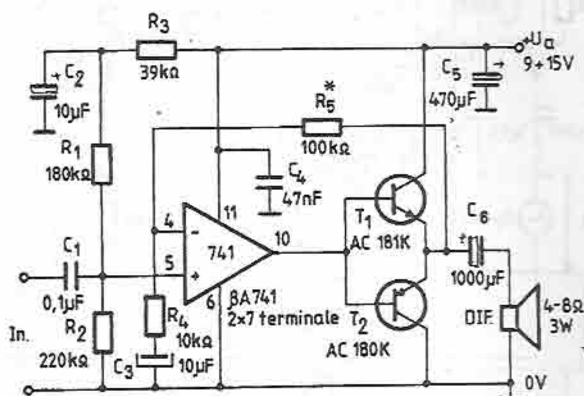
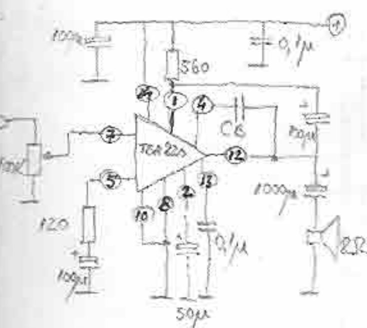
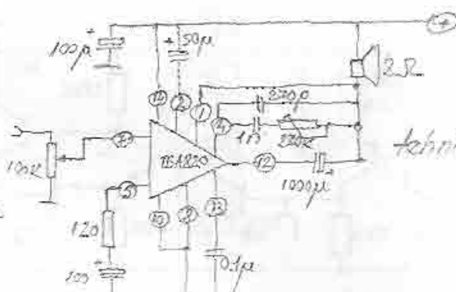
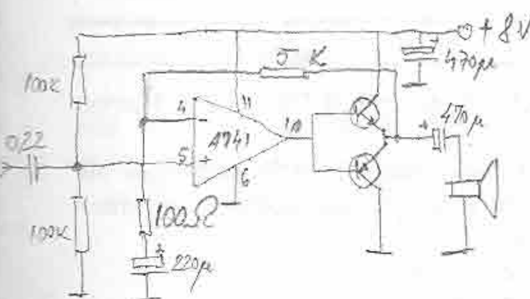
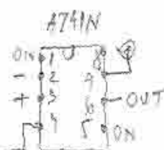


Fig. 5.24









INDICATOARE DE NIVEL AL SEMNALULUI. S-METRE. VU-METRE

1. S-METRU PENTRU RECEPTOARE CU TUBURI

Unele receptoare cu tuburi de tip mai vechi nu au un instrument indicator al intensității câmpului electromagnetic la locul de recepție.

Se poate monta un instrument indicator S-metru, ca în schița alăturată.

Alimentarea tranzistorului se face de la tensiunea de filament de 6,3 V, iar în baza tranzistorului se aplică tensiuni de la CAA. Instrumentul indicator este recomandabil să aibă o sensibilitate de 100 μA, dar pot fi utilizate și alte instrumente, mai puțin sensibile.

Etalonarea scalei se face în raport cu un receptor de trafic.

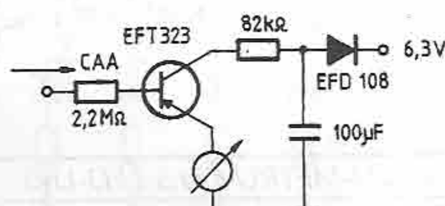


Fig. 6.1

2. INDICATOR DE NIVEL CU TEC

Schema prezentată se poate atașa unui radioreceptor sincrodină.

Intrarea montajului, fiind realizată cu un tranzistor cu efect de câmp, prezintă o impedanță foarte mare. La un nivel de ieșire audio din receptor de 25 ÷ 30 mV_{w} avem pe scală o indicație S9. (Figura 6.2).

3. INDICATOR DE NIVEL

Primul tranzistor este montat ca repetor pe emitor, asigurând în felul acesta o impedanță de intrare în jur de 500 kΩ. Semnalul amplificat de următorul tranzistor este apoi redresat de dioda 1N914. Instrumentul indicator are o sensibilitate de 200 ÷ 400 μA. Reglajul la cap de scală al instrumentului se face din potențiometrul de 4,7 kΩ.

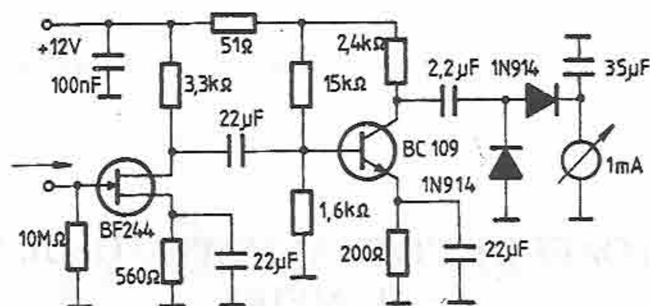


Fig. 6.2

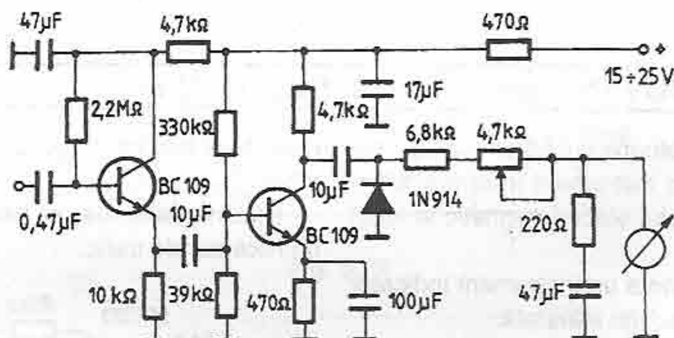


Fig. 6.3

4. VU-METRU CU 5 LED-URI

Montajul se poate utiliza ca indicator de nivel în aparatura de audiofrecvență. Aprinderea diodelor semnifică niveluri de 2,2 V, 3,5 V, 5,5 V, 6,6 V, 7,7 V. Dacă montajul este utilizat ca indicator de putere cuplat la bornele unei sarcini de 4 Ω va indica 1, 3, 7, 10 și 15 W. (Figura 6.4).

5. VU-METRU CU 6 LED-URI

Utilizând ca elemente indicatoare șase diode LED, se poate urmări variația nivelului unui semnal sau, în cazul de față, puterea unui amplificator.

Adaptat la un amplificator de 20 W, acest instrument este gradat direct în dB (0 dB la 20 W), etalonarea făcându-se din potențiometrul de 20 kΩ.

Elementele amplificatoare sunt conținute într-un circuit integrat 7405.

Tranzistorul este de tip EFT353, iar diodele redresoare de tip EFD108. (Figura 6.5)

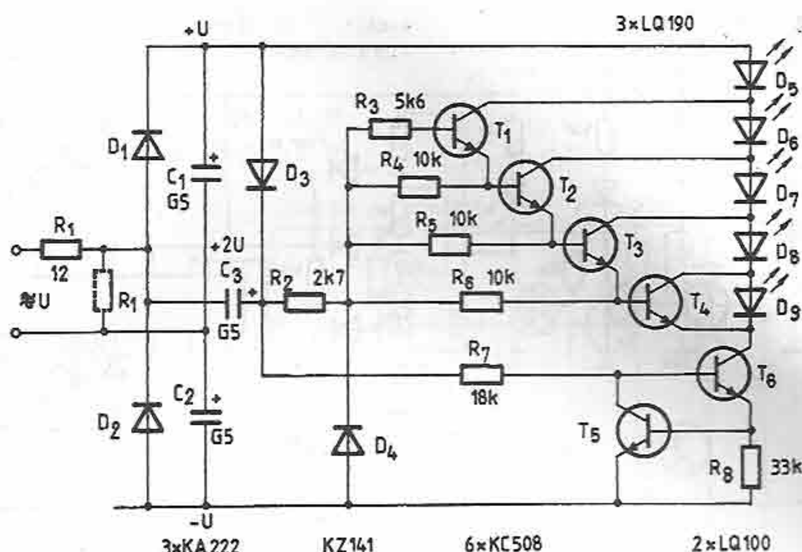


Fig. 6.4

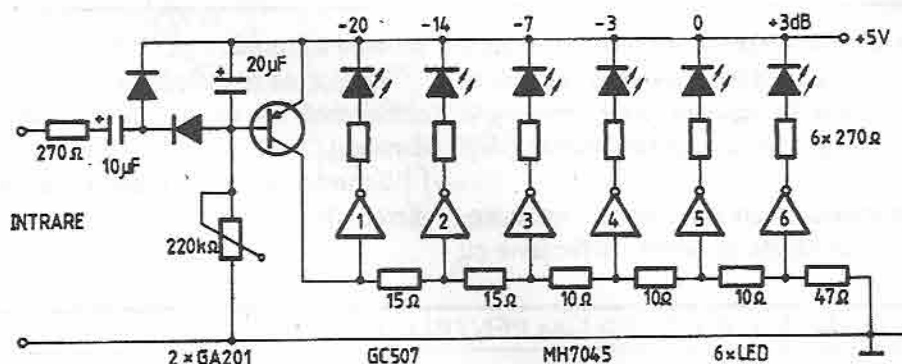


Fig. 6.5

6. INDICATOR DE VOLUM CU A277D

Cu un circuit integrat A277D se poate construi un indicator de volum.

Semnalul de la discriminator este aplicat unui tranzistor cu efect de câmp și din sursa acestuia se culege tensiunea pentru VU-metru și indicatoarele de standard.

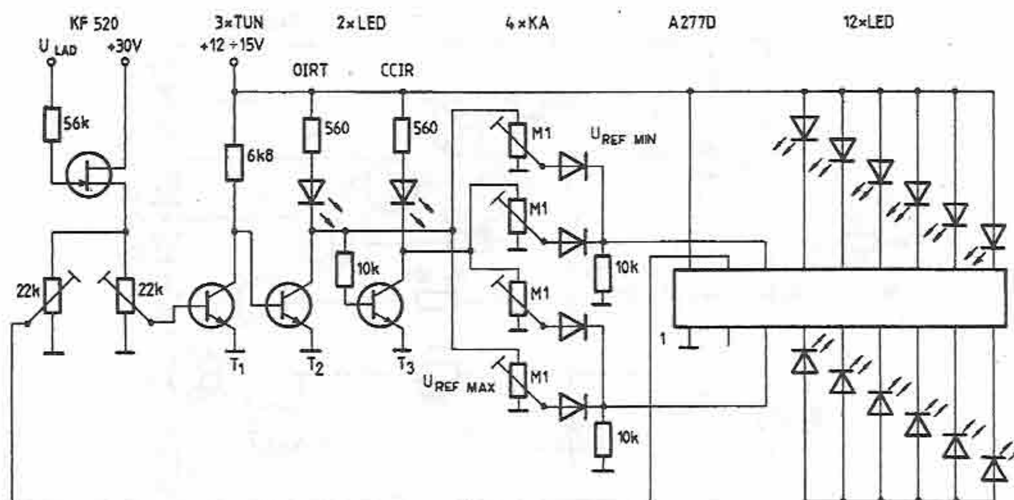


Fig. 6.6

7. INDICATOR DE NIVEL

Creșterea amplificării peste un anumit nivel, la preamplificatoare sau amplificatoare, duce la apariția unor importante distorsiuni și apoi la supraîncărcarea părții electronice.

Un indicator de nivel pentru semnalarea acestei situații se poate confecționa cu schema alăturată.

Nivelul este indicat de o diodă LED comandată de un amplificator de curent continuu.

Schema este dată pentru un montaj stereo. (Figura 6.7)

8. INDICATOR DE VOLUM PENTRU SEMNALE AF

Verificarea volumului semnalului de audiofrecvență implică folosirea unor instrumente sau montaje adecvate. Montajul din figură este un circuit de acest tip și cuprinde un amplificator cu tranzistorul SC238 sau BC171.

La ieșirea amplificatorului este conectat un redresor dublor de tensiune cu diodele EFD108, GA100 etc.

Instrumentul indicator este un miliampermetru cu sensibilitatea de 0,5 ÷ 1 mA.

Gradarea instrumentului se face în decibeli, prin comparație cu alt instrument. (Figura 6.8).

9. VU-METRU STEREO

Acest VU-metru stereo folosește un circuit integrat specializat U2066B sau U2067B. (Figura 6.9).

Datele tehnice ale circuitului sunt:
- tensiunea: U = 7 ÷ 18 V;
- curentul prin LED-uri: 15 mA;

– consumul cipului: 40 mA;

– caracteristica de ieșire: logaritmică, cu nivelurile :

U2066B: 5 dB – 5 dB – 3dB – 3 dB;

U2067B: 2 dB – 2 dB – 2 dB – 2 dB.

– valorile componentelor:

D_1, D_5 = LED-uri;

R_1, R_3 = 1 kΩ, RPM3050;

R_2 = 10 kΩ, RPM3050;

C_1, C_2 = 10 μ F / 35 V, tantal.

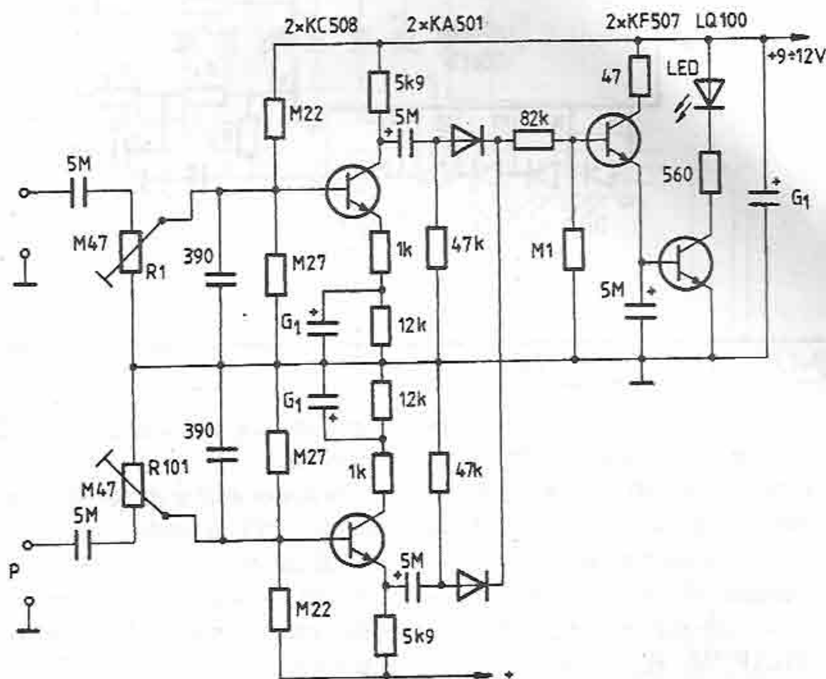


Fig. 6.7

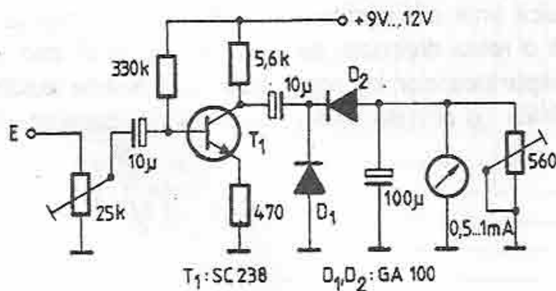


Fig. 6.8

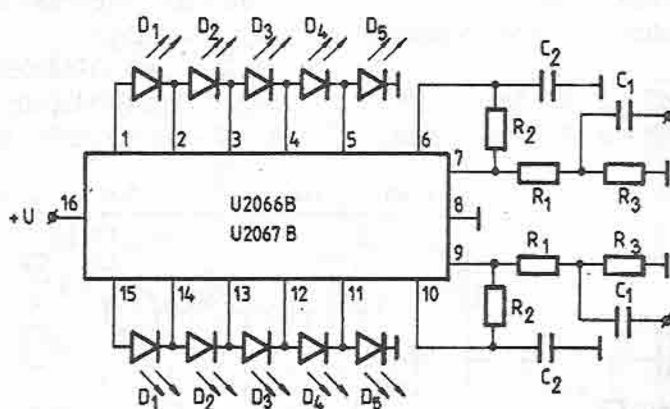


Fig. 6.9

10. INDICATOR DE NIVEL

Montajul propus permite indicarea nivelului, cu o eroare de ±0,35 dB, în 12 trepte, de la +10 dB la -30 dB, adică pentru o gamă a tensiunii de intrare de la 3,15% la 3,2%, în cele trei sisteme, alegând corespunzător valorile R_c și R_d (DIN: R_c = 101 kΩ, R_d = 220 kΩ; VU: R_c = 30 kΩ, R_d = 30 kΩ; PPM: R_c = 10 kΩ, R_d = 360 kΩ). Circuitul este constituit dintr-un amplificator de intrare, un circuit de detecție cu rețea de ponderare, un buffer la ieșirea căruia se obține un semnal de curent continuu, care se aplică unor comparatoare ce au ca referință o rețea divizoare de tensiune. Ieșirea comparatoarelor se aplică unor buffere realizate cu circuite inversoare, la care sunt conectate LED-urile indicatoare.

Cu ajutorul unui generator sinusoidal fixat pe 0 dB la ieșire, se reglează indicatorul de nivel pentru poziția 0 dB. Se folosesc LED-uri verzi pentru zona sub limită, galbene pentru 0 dB și roșii pentru suprasarcină. Intrarea de 600 Ω se recomandă pentru conectare la ieșirile „linie" de la echipamentele standard de impedanță coborâtă, pentru ieșirile de nivel mare de la mixere și magnetofoane. Intrarea de 10 kΩ se recomandă pentru conectare la ieșirile de nivel mic și impedanță mare, cum ar fi ieșirile auxiliare ale echipamentelor de larg consum. (Figura 6.10).

Fig. 6.10

CORECTOARE DE TON. EGALIZOARE. FILTRE DE JF

1. FILTRU DE ASCULTARE

Filtrul de ascultare, ca parte dintr-un lanț HI-FI, se intercalează între corectorul de ton și amplificatorul de putere, fiind în esență un filtru selectiv în frecvență. Valorile componentelor din schemă sunt alese în funcție de curba de sensibilitate a urechii, cunoscut fiind faptul că urechea este mai puțin sensibilă la extremitățile spectrului de joasă frecvență.

Acest filtru aplatizează în mare măsură curba de răspuns globală, efectul fiind o mai bună liniaritate a întregului ansamblu amplificator.

Alimentat cu 18 V, consumul montajului este de 1,5 mA. Impedanța de intrare are valoarea de 47 kΩ, iar impedanța de ieșire de 320 kΩ. La ieșire poate furniza o tensiune de 2 V_{ef} fără distorsiuni.

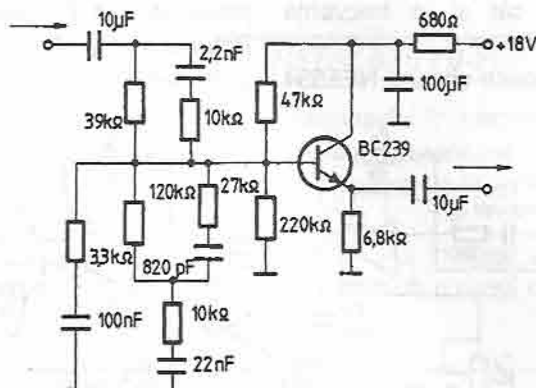


Fig. 7.1

2. CORECTOR DE TON (I)

O schemă aparte de reglaj al tonului, deci de control al caracteristicii de frecvență într-un amplificator audio, este recomandată și experimentată de firma Blaupunkt.

Montajul, câte unul pe fiecare canal, are un singur etaj amplificator, adaptat în colector cu grupuri RC și patru diode. În

funcţie de cum sunt polarizate aceste diode se obţine şi controlul de ton.

Avantajele acestei scheme sunt simplitatea şi eficienţa.

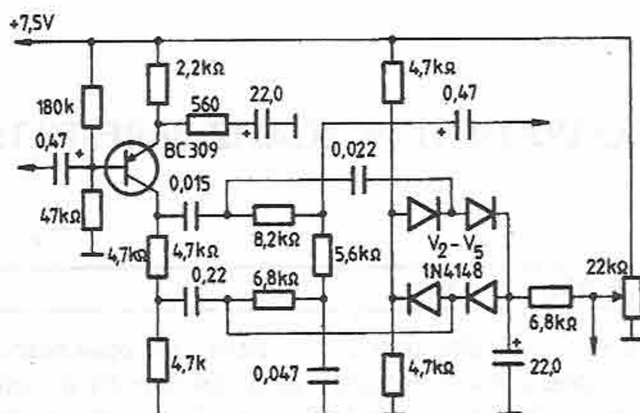


Fig. 7.2

3. CORECTOR DE TON (II)

Montajul, intercalat într-un preamplificator, este de o deosebită eficacitate, atât la frecvenţe joase, cât şi la frecvenţe înalte.

În montaj sunt folosite circuite NE5534 şi NE 5532.

Din R_3 se reglează plaja frecvenţelor joase, iar din R_6 plaja frecvenţelor înalte. Potenţiometrele R_7 şi R_8 corectează timbrul semnalului.

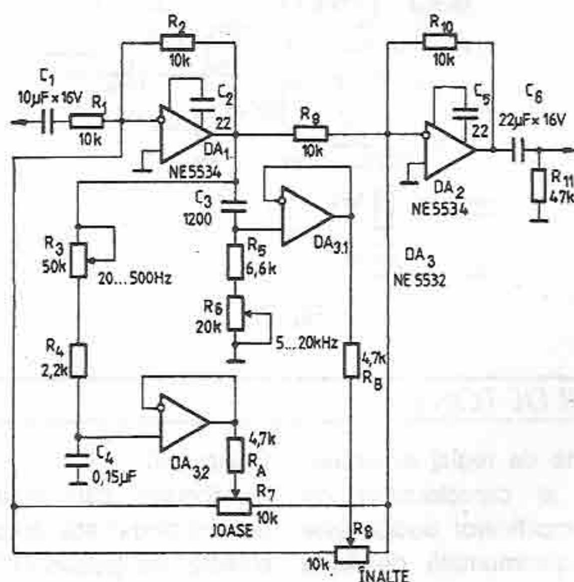


Fig. 7.3

4. CORECTOR DE TON PENTRU ÎMBUNĂTĂȚIREA REDĂRII FRECVENȚELOR JOASE

Difuzoarele de mici dimensiuni redau foarte slab frecvențele joase.

Aplicând lanțului de redare un corector activ, se poate îmbunătăți, într-o oarecare măsură, această deficiență. În montajul alăturat, dacă C_3 și C_6 sunt de 33 nF, caracteristica de frecvență are un maxim la 70 Hz.

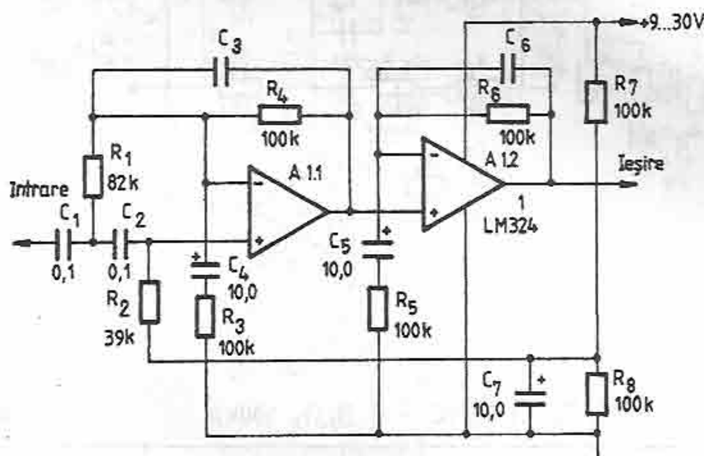


Fig. 7.4

5. CORECTOR DE TON PENTRU INSTALAȚII HI-FI

În instalațiile HI-FI, corectarea caracteristicii de frecvență se face la niveluri mici, ea trebuind să nu afecteze calitatea semnalului și, în special, să nu introducă distorsiuni.

Montajul alăturat permite corectarea răspunsului în frecvență în domeniul frecvențelor superioare (P_3), frecvențelor medii, respectiv 1 kHz (P_2) și frecvențelor joase (P_1).

Circuitul integrat este de tip 741, alimentat de la o sursă de ±9 V. (Figura 7.5).

6. CORECTOR DE TON (III)

Cu o impedanță de intrare de 150 kΩ, montajul poate corecta caracteristica de frecvență în banda audio în trei zone. Nivelul de intrare trebuie să fie între 200 mV și 2 V. Nivelul de ieșire este de 750 mV. Toate tranzistoarele sunt BC109 sau BC547. (Figura 7.6)

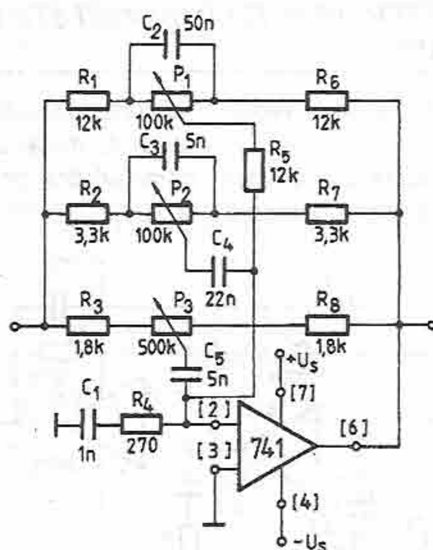


Fig. 7.5

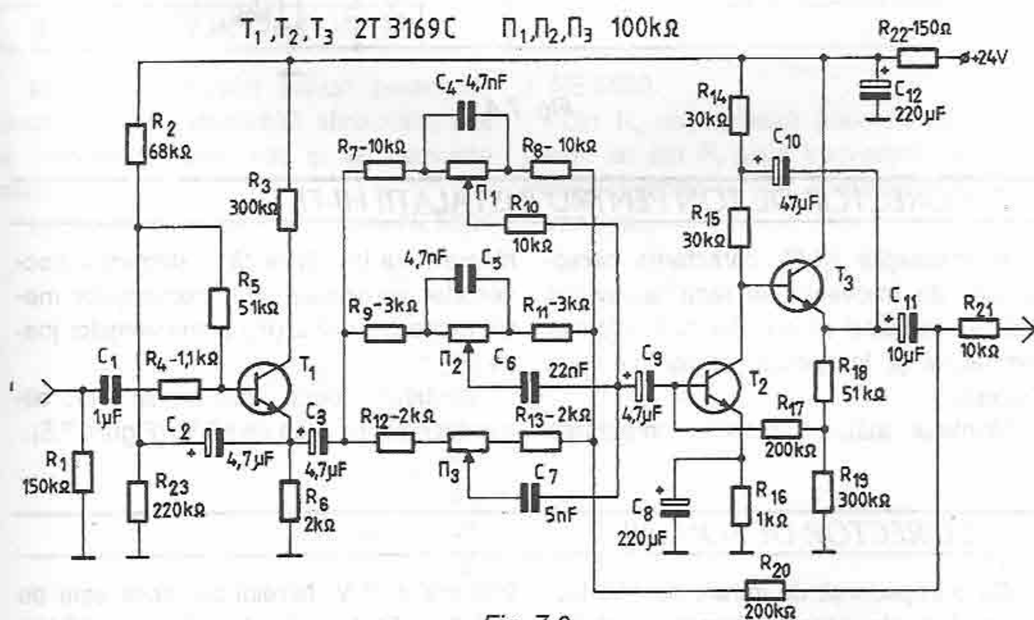


Fig. 7.6

7. CORECTOR DE TON (IV)

Montajul se compune din două etaje amplificatoare de tensiune. La ieșirea primului etaj sunt montate cinci circuite RC din care se pot atenua frecvențele de

180 Hz, 360 Hz, 1,6 kHz, 4 kHz și 5,7 kHz, cu ajutorul potențiometrelor de 100 kΩ.

Următorul etaj este un tranzistor cu efect de câmp, special montat ca să prezinte o impedanță de intrare mare.

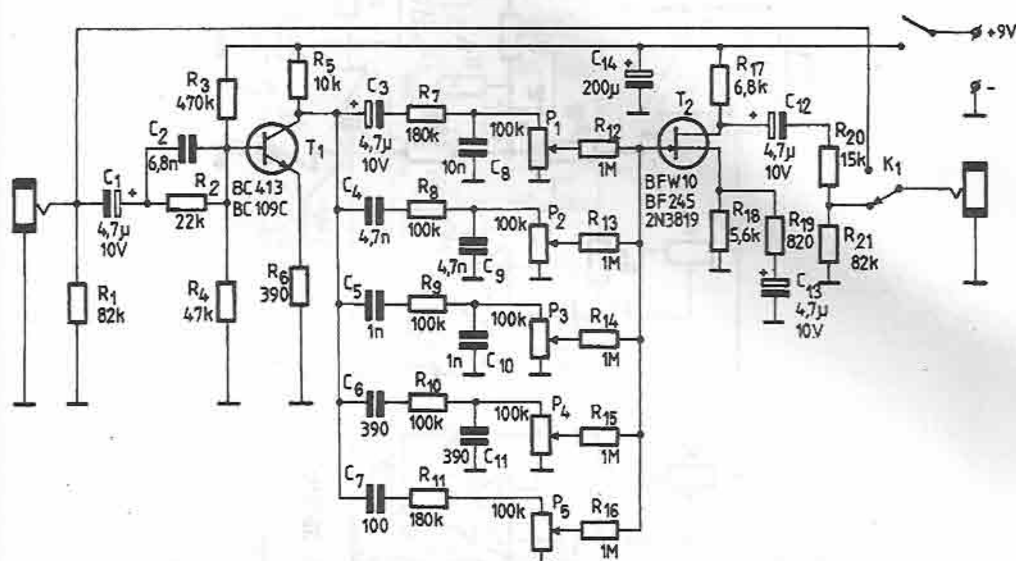


Fig. 7.7

8. CORECTOR DE TON (V)

Acest montaj poate produce o modificare substanțială a caracteristicii de frecvență în gama 50 Hz ÷ 20 kHz, fiind recomandat amatorilor de tehnologie de înaltă fidelitate.

Cele cinci filtre acționează realizând amplificarea sau atenuarea în cinci zone distincte, așa cum este notat și pe schemă.

Amplificatoarele operaționale fac parte din circuitul integrat BO82D.

Toate bobinele vor trebui să respecte valorile de inductanță notate pe schemă. (Figura 7.8).

9. EGALIZOR CU 5 CANALE

Utilizat pentru corectarea caracteristicii de frecvență, egalizorul prezentat în figura 7.9 folosește ca elemente active circuite integrate de tip 741.

Componentele au următoarele valori:

– R_1, R_3, R_5, R_7, R_9 = 2,2 kΩ;

– R_2, R_4, R_8, R_{10}, R_{13}, R_{15}, R_{16} = 100 kΩ;

– R_{11}, R_{12} = 10 kΩ;

– R_{14} = 10 Ω;

– C_2 = 1µF; C_2, C_5 = 47 nF; C_3 = 0,22 µF; C_4 = 10 µF;

– C_6 = 2,2 nF; C_7 = 15 nF; C_8 = 680 pF; C_9 =4,7 µ F;

– C_{10} = 220 pF; C_{11} = 47 µF; C_{12} = 22 µF; C_{13} = 100 µF;

– Z_1, Z_2 = PL5.

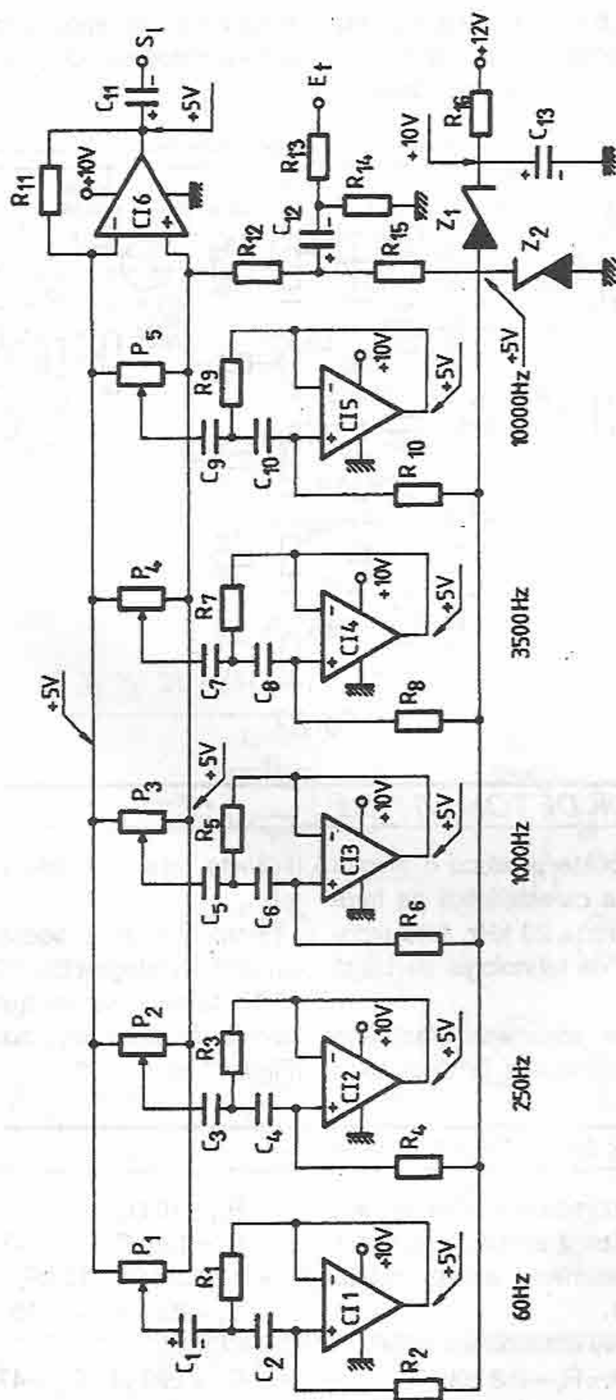

S_I
C_11
+5V
R_11
+10V
CI6
E_I
+12V
R_13
R_16
C_13
+10V
R_14
C_12
R_12
R_15
Z_1
Z_2
+5V
P_5
R_9
+10V
+5V
CI5
C_9
C_10
R_10
10000Hz
P_4
R_7
+10V
+5V
CI4
C_7
C_8
R_8
3500Hz
+5V
P_3
+5V
R_5
+10V
+5V
CI3
C_5
C_6
R_6
1000Hz
P_2
R_3
+10V
+5V
CI2
C_3
C_4
R_4
250Hz
P_1
R_1
+10V
+5V
CI1
C_1
C_2
R_2
60Hz

Fig. 7.9

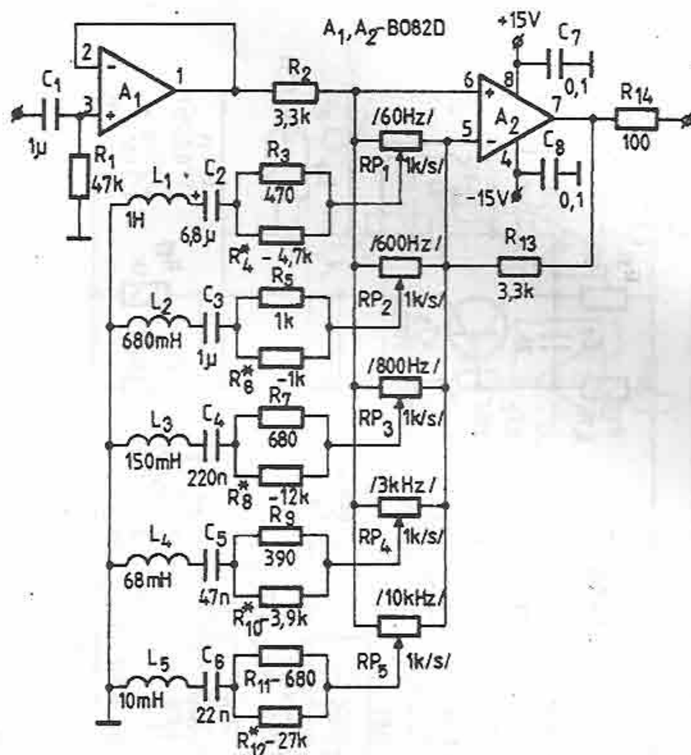


Fig. 7.8

10. PREAMPLIFICATOR PENTRU CAPETE MAGNETICE

Înregistrarea (redarea) pe bandă magnetică impune preamplificatoare compuse din elemente cu zgomot mic și care au o curbă de răspuns de o anumită formă.

Acestor condiții le răspunde preamplificatorul cu schema din figura 7.10, care, prin elemente RC, realizează o bună corecție a caracteristicii de frecvență.

11. EGALIZOR CU 9 CANALE

Montajul din figura 7.11 conține 11 circuite integrate de tip 741, cu ajutorul cărora, în banda de 25 ÷ 22000 Hz, se poate acționa în nouă puncte, cu o eficacitate de +16 dB ÷ 15 dB. Frecvențele pe care acționează filtrele sunt: 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 400 Hz, 800 Hz, 1,5 kHz, 3 kHz, 6 kHz, 13 kHz. Impedanța de intrare este de 150 kΩ, iar nivelul de intrare de 500 mV.

Diodele limitatoare de la intrare și ieșire sunt 1N4148. Alimentarea se face diferențial, cu ± 15 V.

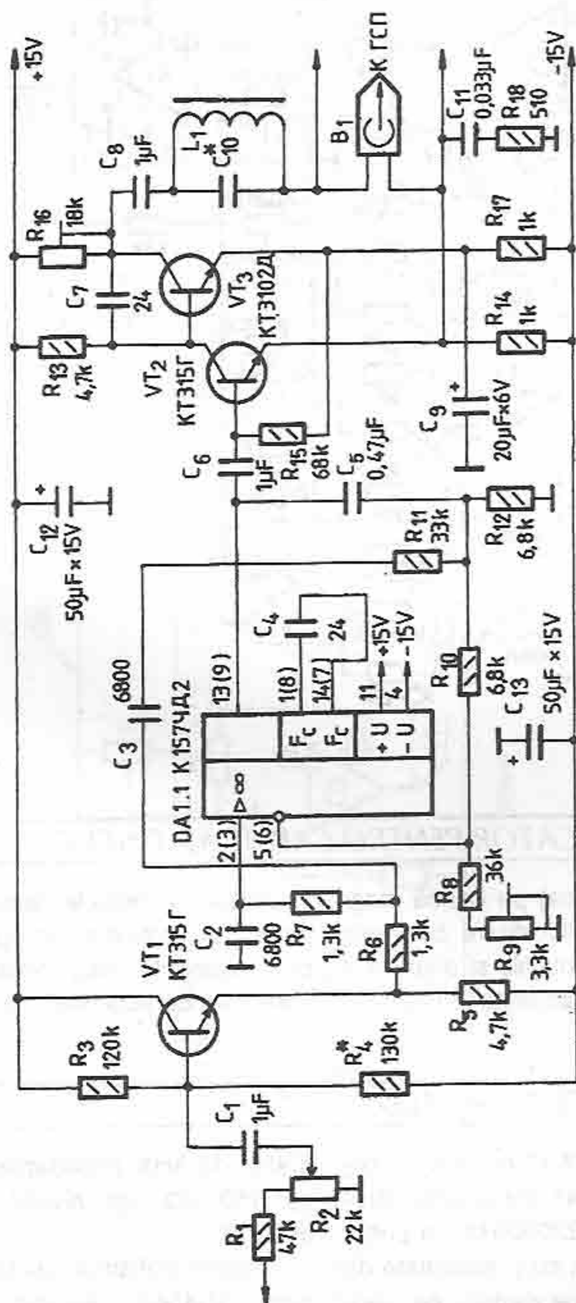
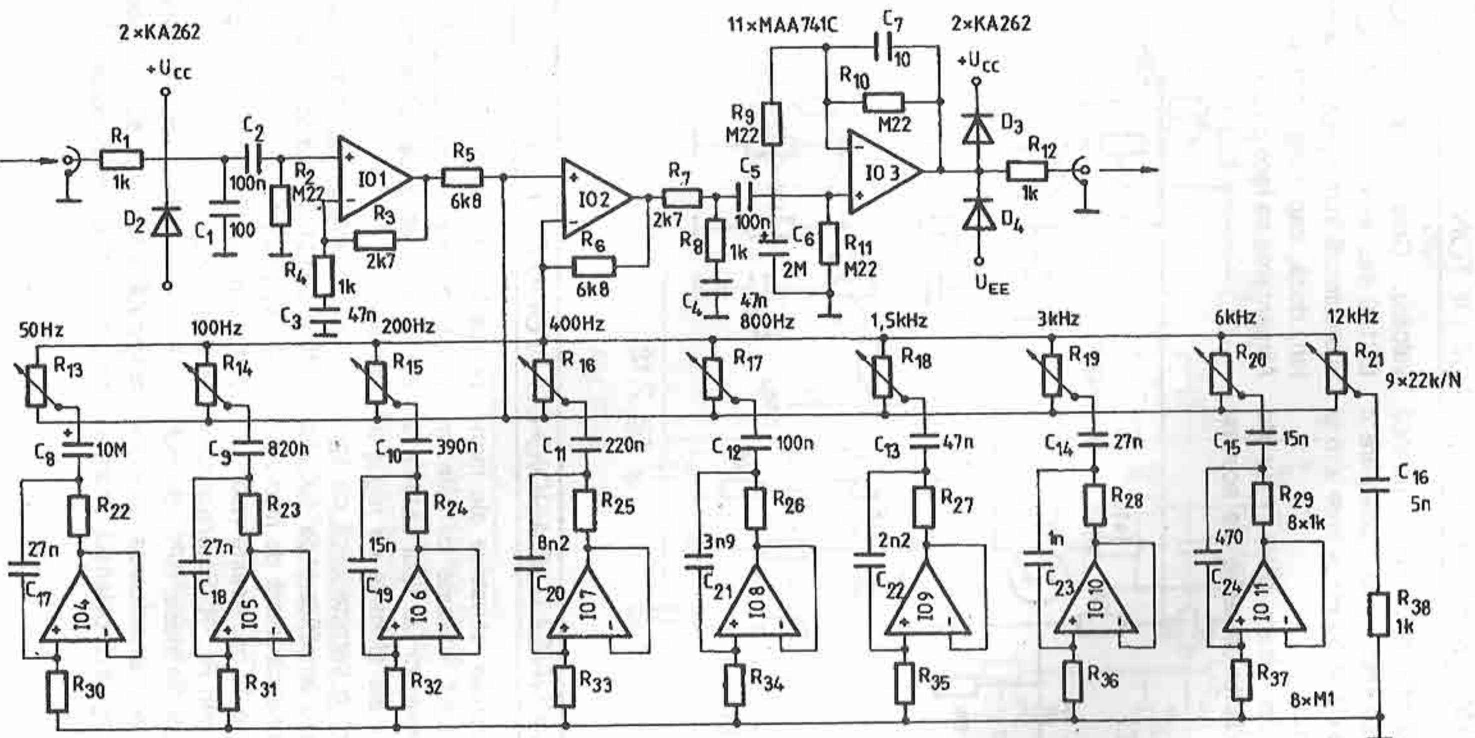

+15V
-15V
R1 4,7k
R2 22k
C1 1µF
R3 120k
R4* 130k
VT1 KT315Г
C2 6800
R7 1,3k
R6 1,3k
R5 4,7k
R9 3,3k
R8 36k
DA1.1 K1574Д2
C3 6800
R10 6,8k
C13 50µF×15V
C4 24
R11 33k
R12 6,8k
C12 50µF×15V
C6 1µF
R15 68k
C5 0,47µF
C9 20µF×6V
VT2 KT315Г
R13 4,7k
C7 24
R14 1k
VT3 KT3102Д
R16 18k
R17 1k
C8 1µF
L1
C10*
B1
К ГСП
C11 0,033µF
R18 510

Fig. 7.10


2×KA262
+Ucc
R1
1k
D2
C1
100
C2
100n
R2
M22
R3
2k7
R4
1k
C3
47n
IO1
R5
6k8
IO2
R6
6k8
R7
2k7
R8
1k
C4
47n
C5
100n
C6
2M
R9
M22
11×MAA741C
C7
10
R10
M22
R11
M22
IO3
2×KA262
+Ucc
D3
D4
UEE
R12
1k
50Hz
100Hz
200Hz
400Hz
800Hz
1,5kHz
3kHz
6kHz
12kHz
R13
R14
R15
R16
R17
R18
R19
R20
R21
9×22k/N
C8
10M
C9
820n
C10
390n
C11
220n
C12
100n
C13
47n
C14
27n
C15
15n
C16
5n
R22
R23
R24
R25
R26
R27
R28
R29
8×1k
C17
27n
C18
27n
C19
15n
C20
8n2
C21
3n9
C22
2n2
C23
1n
C24
470
IO4
IO5
IO6
IO7
IO8
IO9
IO10
IO11
R30
R31
R32
R33
R34
R35
R36
R37
8×M1
R38
1k
Fig. 7.11

12. PREAMPLIFICATOR – CORECTOR DE TON

Lucrând în banda de frecvențe cuprinsă între 30 Hz și 20 kHz, acest montaj are o eficiență de ±5 dB la 50 Hz și între +18 și -17 dB la 20 kHz.

Impedanța de intrare este în jur de 4 kΩ, iar impedanța de ieșire are aceeași valoare. Cele două tranzistoare sunt BC109 sau echivalente. Acest montaj se intercalează între sursa de semnal (microfon, doză, cap magnetic) și amplificator. Alimentarea se face cu 30 V.

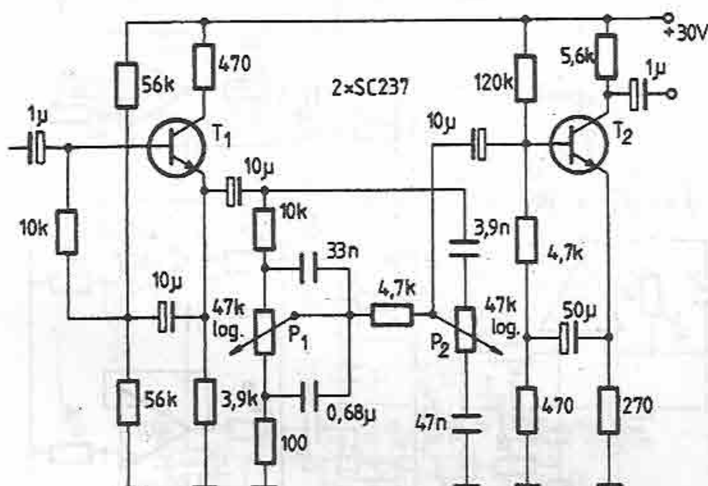


Fig. 7.12

13. PREAMPLIFICATOR AUDIO CU REGLAJ DE TON

Cele două canale simetrice ale montajului propus, sunt realizate cu câte un amplificator neinversor de tipul LM381 (2 în capsulă) și rețele aferente de reglaj al tonalității. Pentru o caracteristică de tipul RIAA se obține o amplificare de 400, iar pentru o caracteristică liniară de frecvență – o amplificare de 16 ori. Aceste valori pot fi ușor ajustate prin R_{15}, R. Potențiometrul RP1 reglează tonurile joase, RP2 volumul, RP3 permite (dez)accentuarea tonurilor înalte, iar RP4 reglează balansul. Atenuarea de inserție a rețelei de reglaj al tonalității este compensată suficient de amplificarea și puterea de ieșire ale circuitului LM381.

Alte avantaje ale circuitului integrat LM381 sunt: tensiune de alimentare între 9 și 40 V, protecție la scurtcircuit pe ieșire, distorsiuni de 0,1% la o amplificare de 60 dB / 1 kHz.

Pentru a obține rezultate bune, trebuie asigurată o toleranță strânsă pentru valorile parametrilor componentelor.

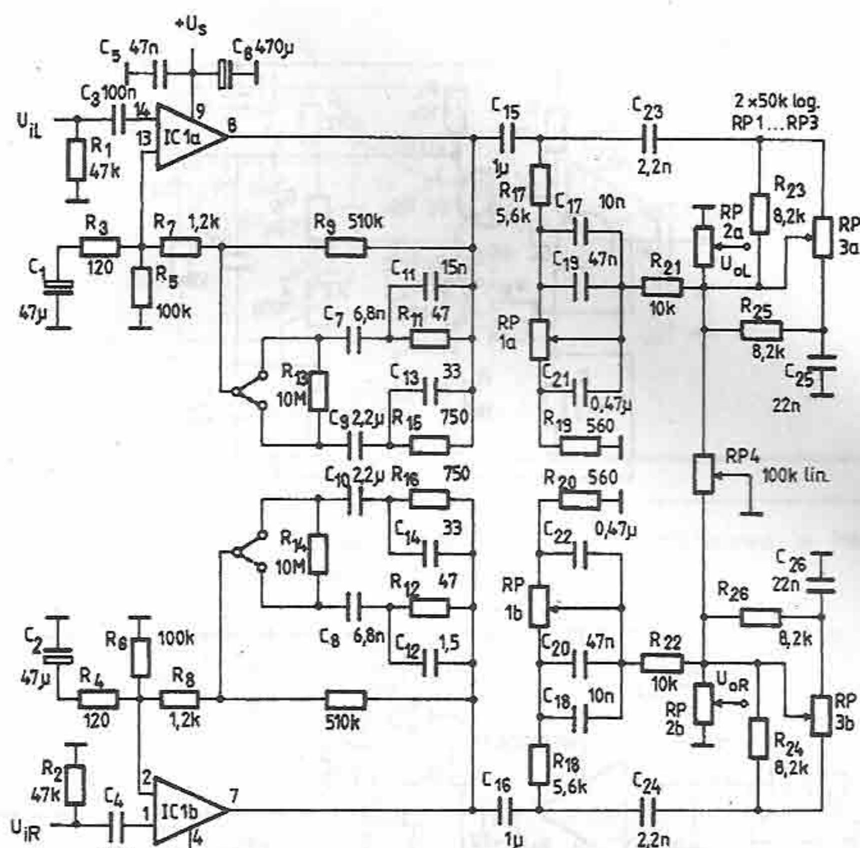


Fig. 7.13

14. CORECTOR RIAA

Amatorilor de audiții de înaltă fidelitate le prezentăm în figura 7.14 un corector de frecvență pentru norma RIAA.

Montajul are la intrare o impedanță de 50 kΩ, funcționează cu un semnal de minimum 2 mV și oferă la ieșire 120 mV.

15. PREAMPLIFICATOR – CORECTOR DE TON, CU CIRCUITE INTEGRATE

Preamplificatorul din figura 7.15 conține două circuite integrate liniare interconectate printr-o rețea RC ce permite modificarea curbelor de răspuns în limite destul de mari (±18 dB) la frecvențe joase și înalte. Alimentarea se face din două baterii de 9 V.

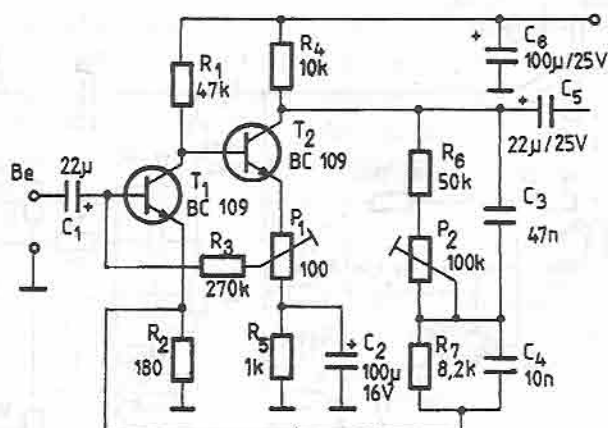


Fig. 7.14

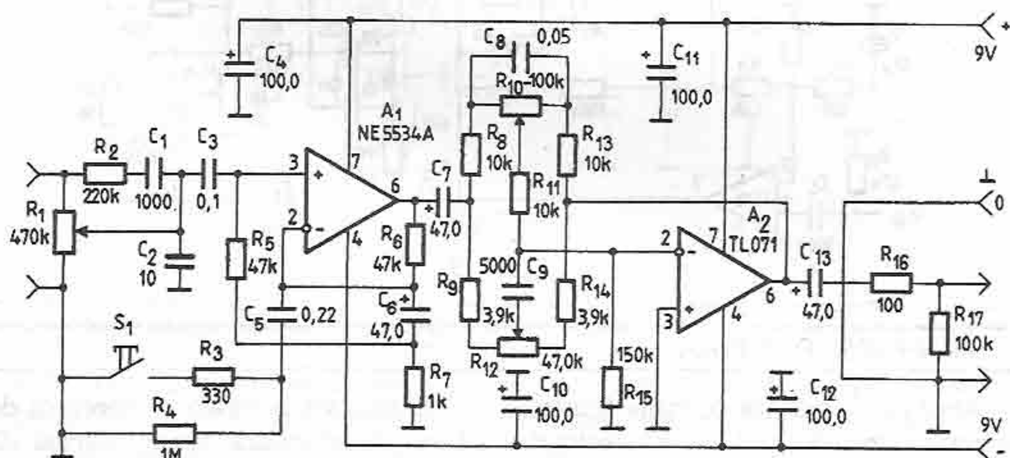


Fig. 7.15

16. FILTRU ACTIV

Cu două amplificatoare din cele patru existente în circuitul βM324, se poate construi ușor un filtru activ trece-bandă. Filtrul din exemplul alăturat are o frecvență centrală de 1 kHz și un factor de calitate Q = 25.

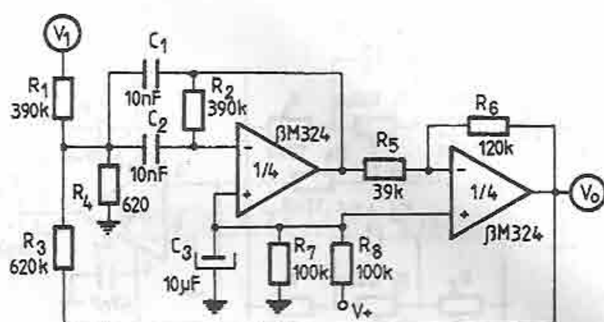


Fig. 7.16

17. FILTRU ACTIV RC CU βM324

Montajul din figura alăturată este un filtru activ RC trece-bandă de tip B1-QUAD, cu următorii parametri :

– f = 1 kHz, Q = 40;

– A_N = 1 (rejecția în bandă);

– A_{TB} = 1 (amplificarea la frecvența centrală).

Valorile componentelor sunt:

R = 160 kΩ, C = 1 nF, $R_1 = R_2 = R_3$ = 1,6 MΩ.

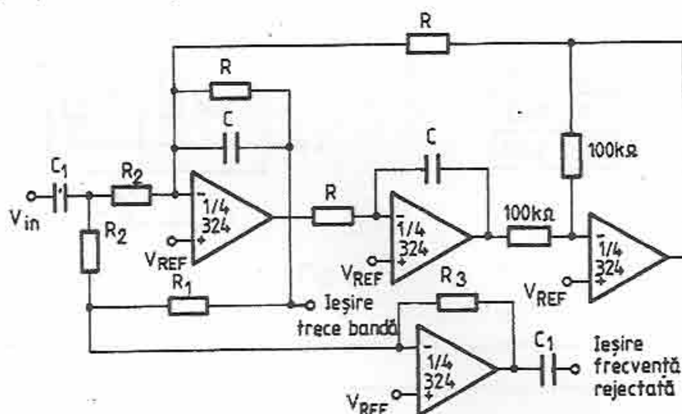


Fig. 7.17

18. CORECTOR DE TON DE TIP BAXANDALL

Schema din figură este un corector de ton de tip Baxandall și folosește ca amplificator un circuit 741.

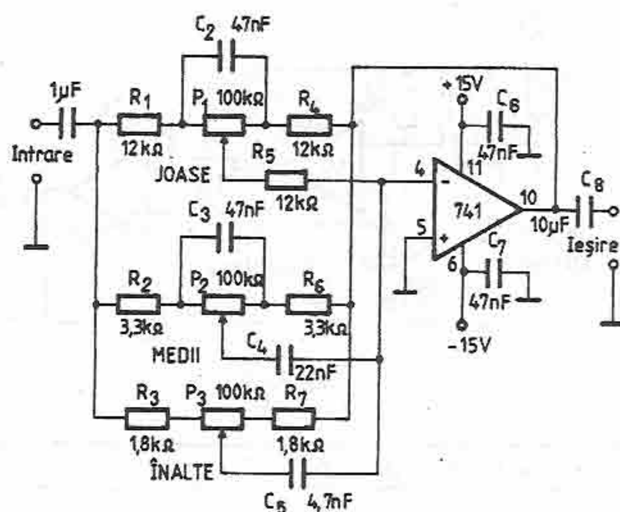

C2 47nF
1μF
R1
P1 100kΩ
R4
Intrare
12kΩ
R5
12kΩ
JOASE
12kΩ
C3 47nF
R2
P2 100kΩ
R6
3,3kΩ
3,3kΩ
MEDII
C4
22nF
R3
P3 100kΩ
R7
1,8kΩ
1,8kΩ
ÎNALTE
C5 4,7nF
+15V
C6
47nF
11
4
741
10
C8
5
10μF
C7
Ieşire
6
47nF
-15V

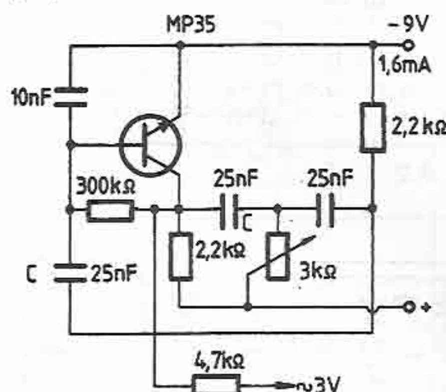
Fig. 7.18

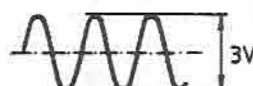
Capitolul 8

OSCILATOARE DE JF

1. OSCILATOR RC MINIATURĂ

În figura alăturată este prezentat un oscilator RC echipat cu un tranzistor npn (MP35), ușor de executat ca subansamblu pentru scheme mai mari, cuplarea cu restul montajului executându-se cu ajutorul conectoarelor.





C	kHz
10nF	0,5
25nF	1
50nF	2

Fig. 8.1

2. GENERATOR SINUSOIDAL

Montajul din figura 8.2 poate să genereze semnale sinusoidale cu frecvența cuprinsă între 10 Hz și 1 MHz. Această bandă este divizată în 5 subbenzi (10 Hz ÷ 100 Hz, 100 Hz ÷ 1000 Hz etc.). În interiorul fiecărei subbenzi acordul se face din potențiometrul de 2 x 100 kΩ. Becul L(12 V / 50 mA) stabilizează amplitudinea semnalului. Toate tranzistoarele sunt BC107.

3. GENERATOR DE SEMNAL 10 Hz – 1 MHz

Montajul din figura 8.3 acoperă gama 10 Hz ÷ 1 MHz pe cinci subgame, grație unui cuplaj cu reacție în punte. Reglajul fin este asigurat de un condensator variabil

cu trei secțiuni (10 ÷ 510 pF). Nivelul de ieșire este de aproximativ 2 V pe o sarcină de 1 kΩ.

Alimentarea se face dintr-un redresor dublu ± 15 V. Tranzistoarele KP303 se pot înlocui cu BF245.

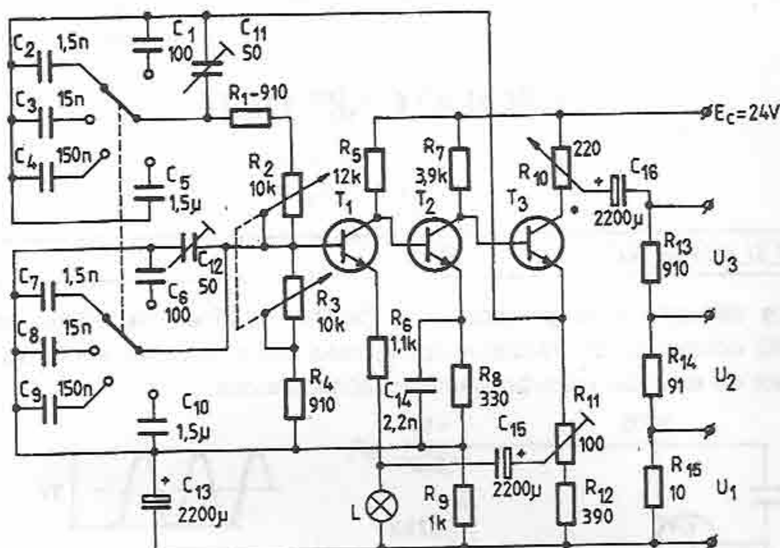


Fig. 8.2

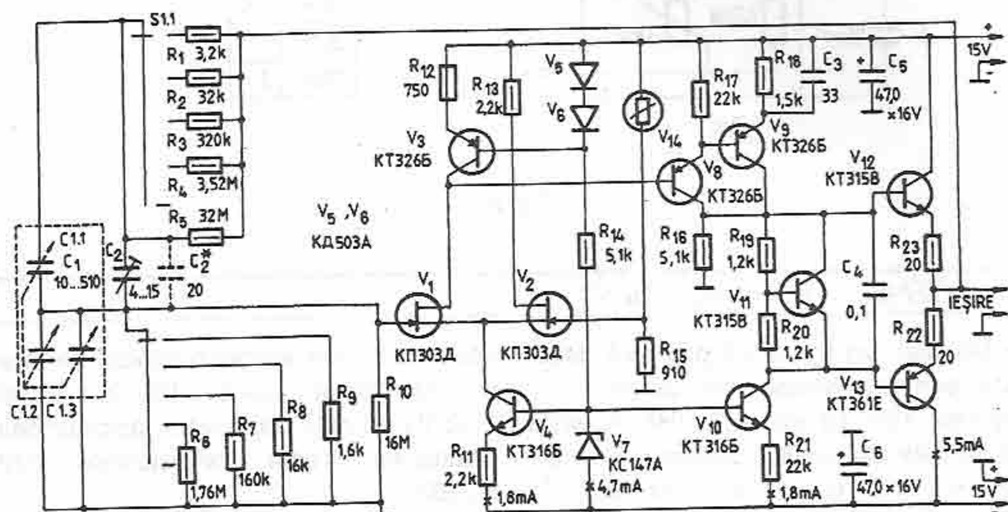


Fig. 8.3

Făcând parte din categoria aparatelor de laborator, generatorul a cărui schemă este prezentată alăturat servește la verificarea și ridicarea caracteristicii de frecvență a amplificatoarelor de audiofrecvență.

Frecvențele generate sunt: 20, 27, 36, 47, 63, 112 și 150 Hz. Aceste frecvențe pot fi multiplicate prin comutatorul S_2 cu x1, x10, x100, x1000. La ieșire semnalul poate avea 3 mV, 30 mV sau 300 mV.

Elementele active ale generatorului sunt un circuit integrat CDB400H și un tranzistor BF241. Dioda KD522 se poate înlocui cu 1N914.

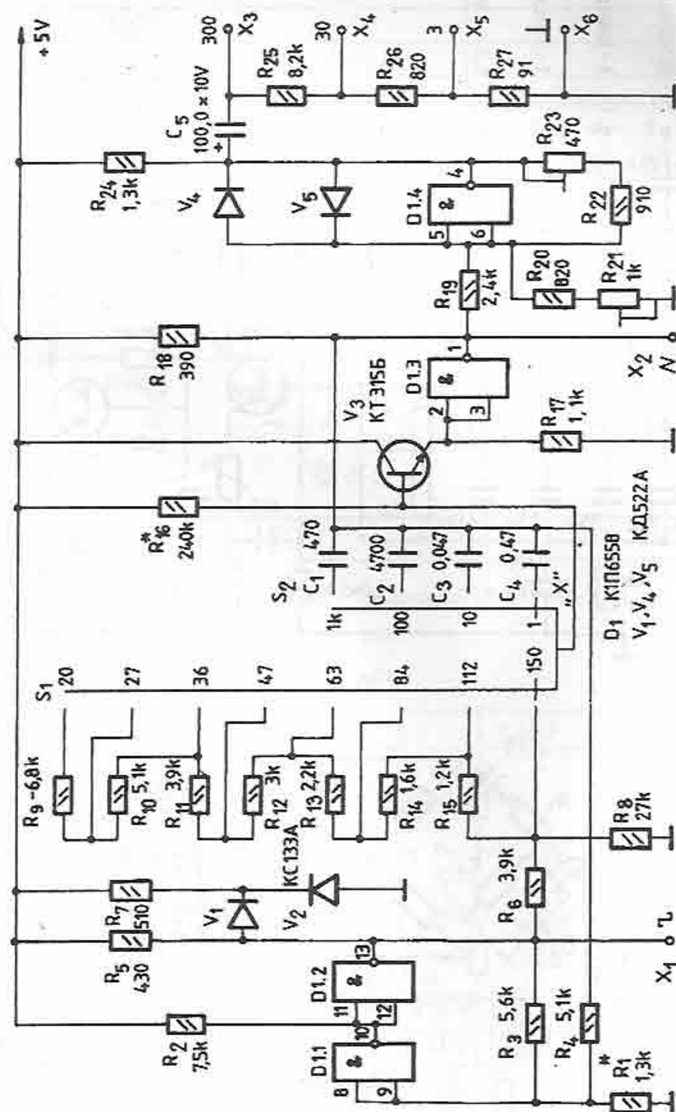


Fig. 8.4

În figura 8.5 este prezentată schema unui generator RC cu frecvență variabilă de la 0,3 la 300 kHz, cu punte Wien.

Comutarea gamelor se face folosind K1, iar modificarea frecvenței în gamă se realizează modificând rezistențele punții (rezistență variabilă dublă de 0,63 kΩ, de precizie). Stabilizarea amplitudinii se realizează cu un bec.

Fig. 8.5a

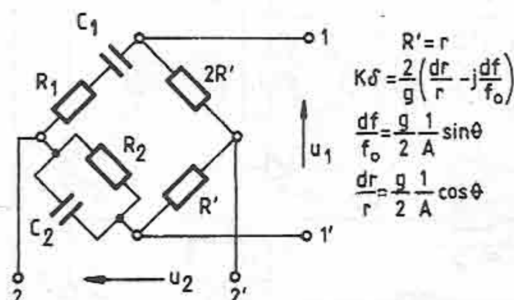


Fig. 8.5b

6. GENERATOR AF

Generatorul AF folosește ca inductanță L o bobină confecționată pe o carcasă tip oală (folosită la frecvențele medii ale receptoarelor Oberon). Gama de variație a frecvenței este restrânsă. Numărul de spire ale bobinei este indicat în tabelul de mai jos:

Număr spire	Tipul sârmei	kHz
800	0,08	3
1200	0,08	2
1700	0,06	1
2000	0,05	0,6

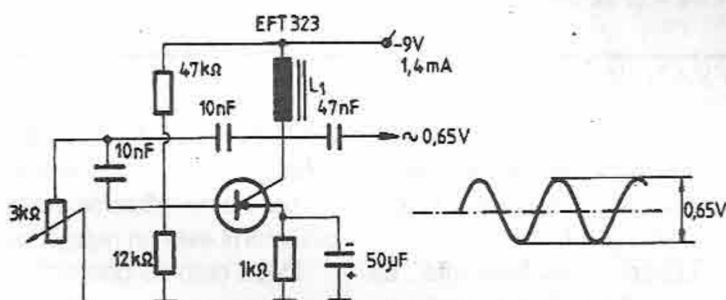


Fig. 8.6

7. OSCILATOR CU REȚEA WIEN

În figura 8.7 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien, cu stabilizare realizată printr-un bec cu incandescență (6 V / 50 mA), cu frecvență variabilă.

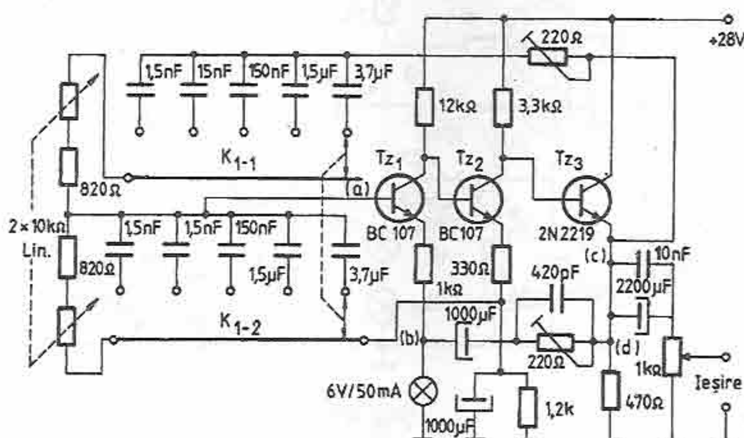


Fig. 8.7

8. OSCILATOR 1kHz

Pentru utilizări curente în laborator se poate construi un oscilator de audiofrecvență ce are ca element de bază un circuit de tip 741.

Stabilirea frecvenței de oscilație se face din elementele cuplate între ieșire și intrarea neinversoare.

Stabilitatea amplitudinii semnalului este asigurată de termistorul de 600 Ω ÷ 1 kΩ.

Alimentarea se poate face cu o tensiune cuprinsă între 4 și 12 V.

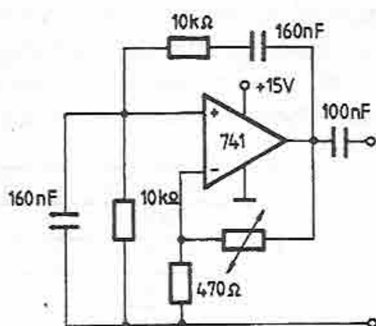


Fig. 8.8

9. GENERATOR 1 kHz

Generatorul prezentat în figura 8.9 este foarte util în diverse operații de verificare a unor montaje electronice sau pentru modularea unui generator de RF.

Semnalul debitat are frecvența de 1000 Hz, cu un coeficient de armonici de 0,6% și un nivel maxim de 1 V.

Cele două tranzistoare folosite în montaj sunt echivalente cu BC107, primul având montat în emitor două becuri de 6,3 V pentru stabilizarea amplitudinii semnalului.

Spre a nu influența etajul oscilator, amplificatorul este un repetor pe emitor.

După cum se observă din schemă, alimentarea se face de la o baterie de 9 V, dar etajul oscilator primește tensiune stabilizată cu o diodă Zener echivalentă cu PL6V8Z.

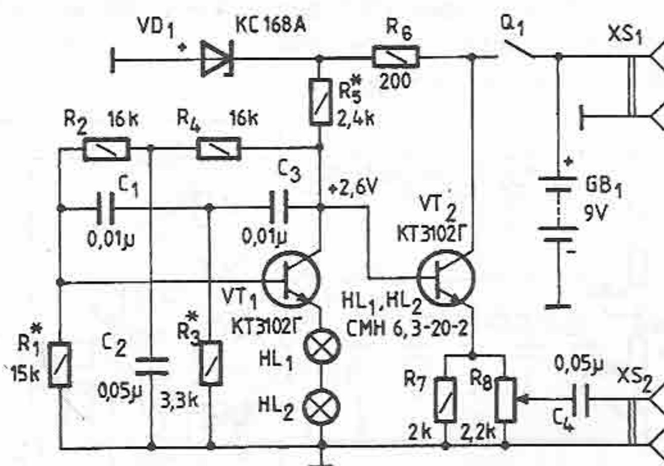


Fig. 8.9

10. GENERATOR AF

Generatorul din figura 8.10 conține un tranzistor BF245 și două circuite integrate A741. Semnalul acoperă banda 20 Hz ÷ 20 kHz, împărțită în trei game: 20 ÷ 200 Hz, 200 Hz ÷ 2 kHz, 2 ÷ 20 kHz. La ieșire, prin atenuator, se poate culege un nivel de 1 V, 100 mV sau 10 mV.

Acordul în fiecare gamă se face cu un potențiometru de 2 x 25 kΩ.

11. GENERATOR RC

Construit cu elemente RC și tranzistoare cu siliciu, acest montaj generează semnale în gama 10 Hz ÷ 100 kHz, în 4 subgame, după cum urmează:
10 ÷ 100 Hz, 100 Hz ÷ 1 kHz, 1 ÷ 10k Hz, 10 ÷ 100 kHz. Reglajul fin în fiecare gamă este asigurat de potențiometrul P_1, dublu pe ax, cu valoarea de 10 kΩ, cu variație logaritmică.

Alimentarea montajului se face din tensiune de ±18 ÷ 25 V.

Diodele $D_1 \div D_9$ sunt 1N914; tranzistoarele $T_1 \div T_7$ sunt de tipul BC109, iar $T_{10} \div T_{12}$ sunt 2N3963; dioda D814 se poate înlocui cu PL13.

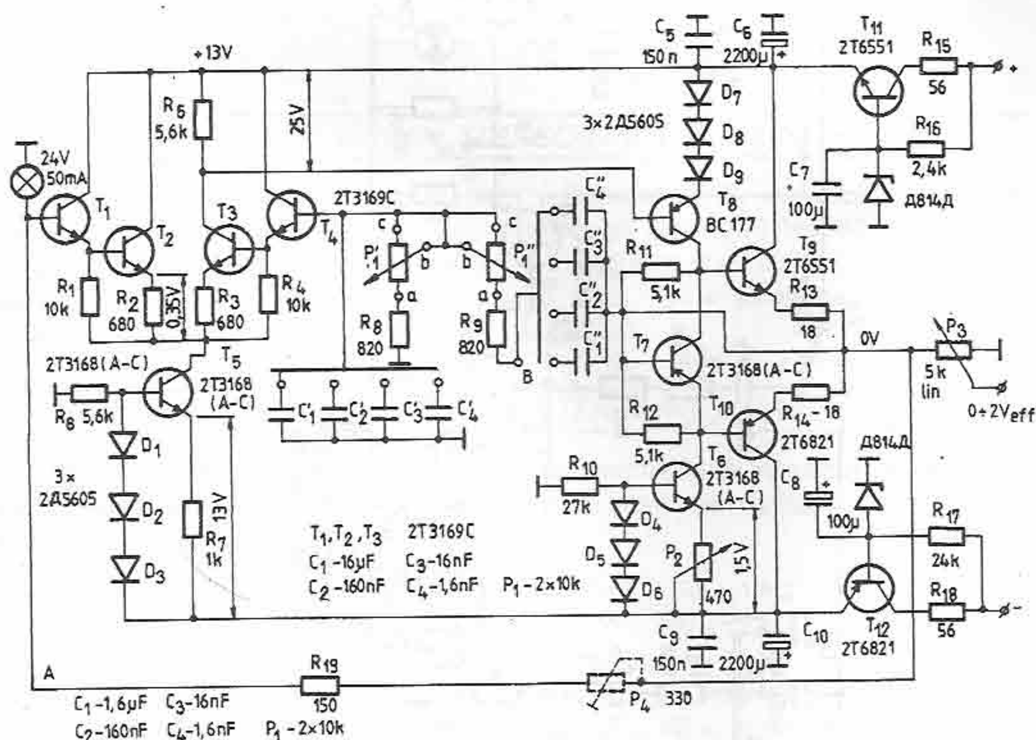


Fig. 8.11

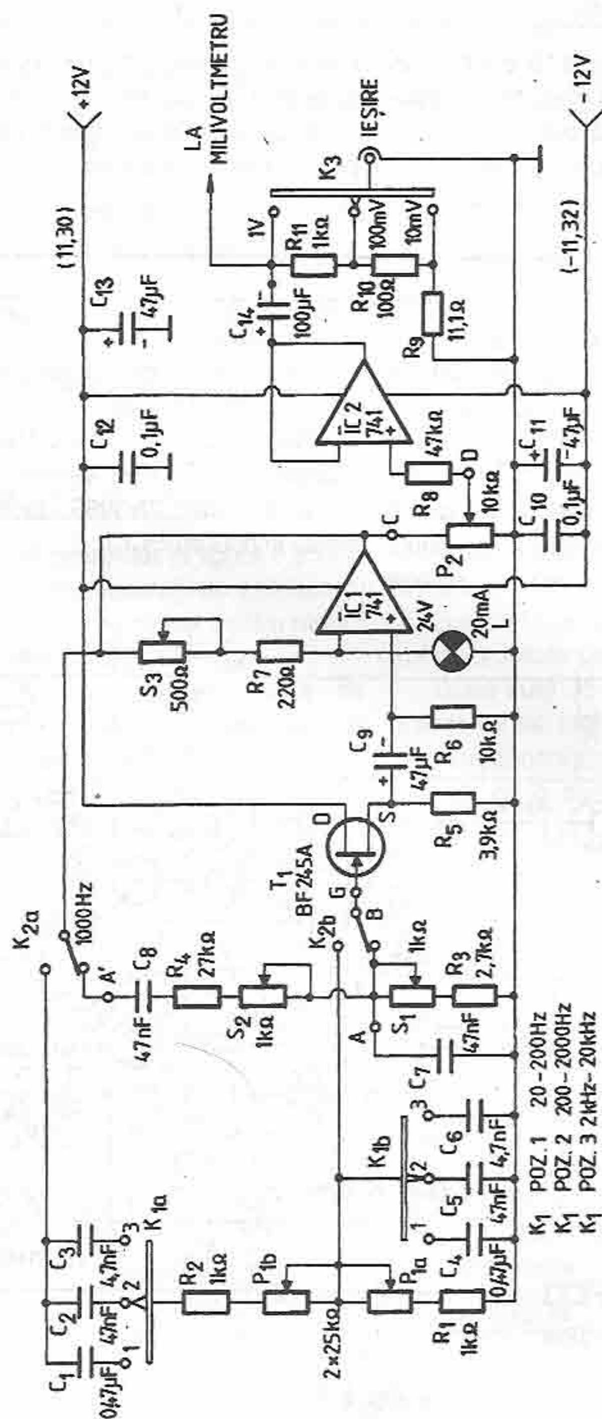

+12V
(11,30)
C_{13}
47µF
C_{12}
0,1µF
LA
MILIVOLTMETRU
IEȘIRE
K_3
1V
R_{11}
1kΩ
100mV
R_{10}
100Ω
10mV
R_9
11,1Ω
C_{14}
100µF
IC 2
741
R_8
47kΩ
D
C
P_2
10kΩ
C_{10}
0,1µF
C_{11}
47µF
-12V
(-11,32)
IC 1
741
24V
20mA
L
S_3
500Ω
R_7
220Ω
C_9
47µF
R_6
10kΩ
R_5
3,9kΩ
T_1
BF 245A
G
D
S
B
K_{2a}
1000Hz
A'
C_8
47nF
R_4
27kΩ
S_2
1kΩ
K_{2b}
A
S_1
1kΩ
R_3
2,7kΩ
C_7
47nF
C_1
0,47µF
C_2
47nF
C_3
4,7nF
K_{1a}
R_2
1kΩ
P_{1b}
2×25kΩ
P_{1a}
R_1
1kΩ
C_4
0,47µF
C_5
47nF
C_6
4,7nF
K_{1b}
K_1 POZ. 1 20-200Hz
K_1 POZ. 2 200-2000Hz
K_1 POZ. 3 2kHz-20kHz

Fig. 8.10

12. OSCILATOR CU PUNTE WIEN

Cu două amplificatoare operaționale și cu o punte Wien se poate construi un oscilator ce poate genera semnale cu frecvența cuprinsă între 350 ÷ 3500 Hz. Plaja frecvențelor este reglată din potențiometrul P_1. Alimentarea este asigurată dintr-o sursă ± 19 V.

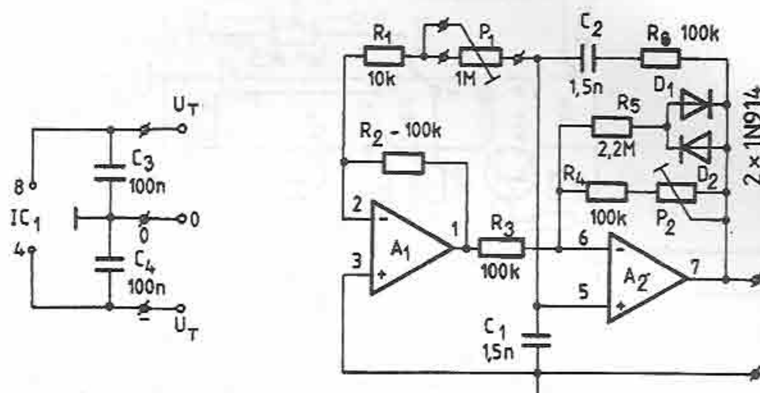


Fig. 8.12

13. GENERATOR DE SEMNAL SINUSOIDAL/DREPTUNGHIULAR

Pentru laboratoare, un generator de semnal complex este foarte util.

Schema din figura 8.13 este construită spre a debita semnale dreptunghiulare și sinusoidale în gama 10 Hz ÷ 100 kHz.

Comutatorul S_1 schimbă gamele de frecvență C8 ÷ 100 Hz, 80 ÷ 1000 Hz, 0,8 ÷ 10 kHz, 8 ÷ 100 kHz), iar S_2 regimul de lucru (a = sinusoidal, c = dreptunghiular).

14. GENERATOR RC ALIMENTAT LA TENSIUNE JOASĂ

Generatorul RC a cărui schemă este prezentată în figura 8.14 se poate alimenta la o baterie de 1,5 V. Valorile componentelor pentru diferite frecvențe de ieșire sunt date în tabelul de mai jos:

50 Hz ...	C1 C2 = 100000 pF ...	R5 = 1 kΩ
100 Hz ...	C1 C2 = 50000 pF ...	R5 = 12 kΩ
500 Hz ...	C1 C2 = 10000 pF ...	R5 = 12 kΩ
2500 Hz ...	C1 C2 = 2500 pF ...	R5 = 12 kΩ
5000 Hz ...	C1 C2 = 2500 pF ...	R5 = 2 kΩ
10000 Hz ...	C1 C2 = 1000 pF ...	R5 = 2 kΩ
20000 Hz ...	C1 C2 = 240 pF ...	R5 = 2 kΩ

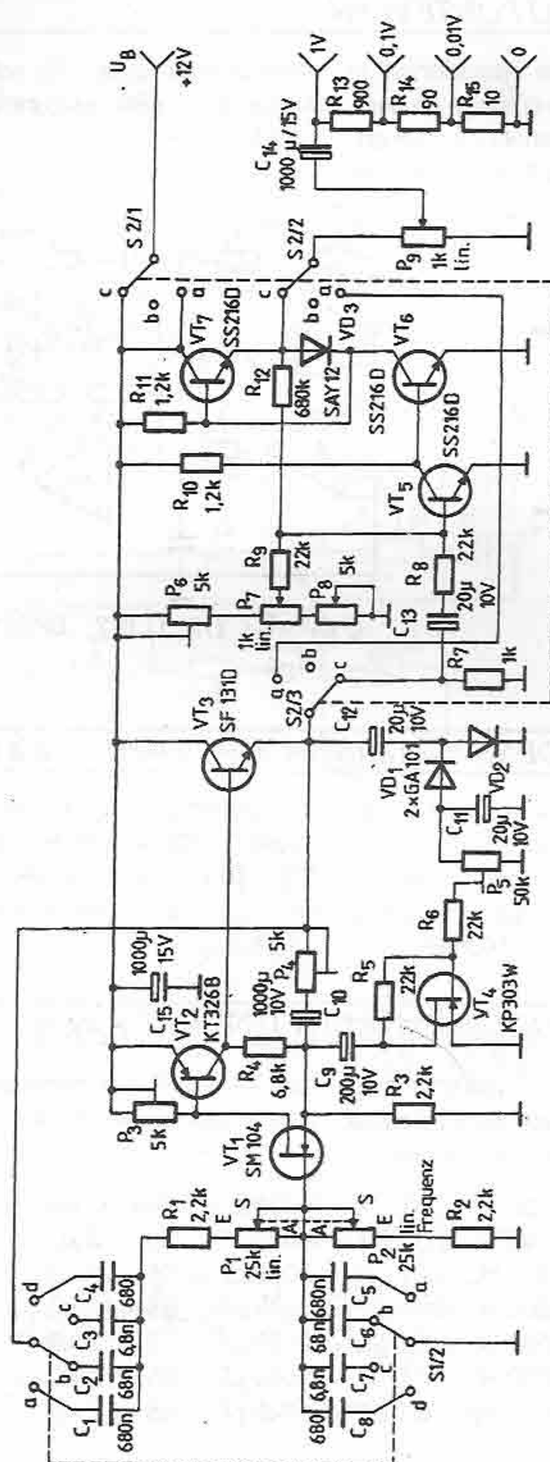

U_B
+12V
1V
0,1V
0,01V
0
S 2/1
S 2/2
S2/3
S1/2
C14 1000 µ/15V
R13 900
R14 90
R15 10
P9 1k lin.
R11 1,2k
VT7 SS216D
R12 680k
SAY12
VD3
VT6 SS216D
SS216D
R10 1,2k
VT5
R9 22k
R8 22k
P6 5k
P7 1k lin.
P8 5k
C13 20µ 10V
R7 1k
VT3 SF 131D
C12 20µ 10V
VD1 2×GA 101
VD2
C11 20µ 10V
P5 50k
R6 22k
R5 22k
VT4 KP303W
C15 1000µ 15V
VT2 KT326B
P4 5k
C10 1000µ 10V
R4 6,8k
C9 200µ 10V
R3 2,2k
P3 5k
VT1 SM104
R1 2,2k
R2 2,2k
P1 25k lin.
P2 25k lin. Frequenz
E S A
C1 680n
C2 68n
C3 6,8n
C4 680
C5 680n
C6 68n
C7 6,8n
C8 680
a b c d

Fig. 8.13

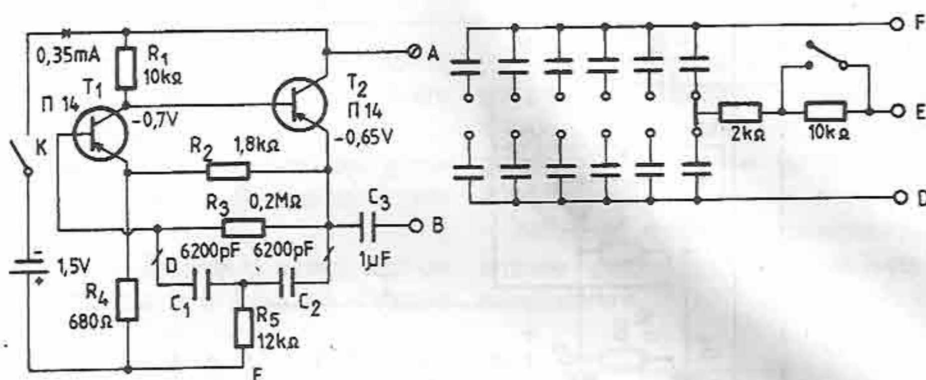


Fig. 8.14

15. GENERATOR DE REGLAJ

Generatorul descris în cele ce urmează este folosit pentru controlul și reglajul amplificatoarelor AF, al magnetofoanelor și, în general, al tuturor circuitelor electronice care au amplificatoare cu frecvență până la 200 kHz.

Cu acest generator se acoperă banda cuprinsă între 20 Hz și 200 kHz, în patru subgame.

Reglajul frecvenței într-o subgamă se face cu potențiometrul dublu $R_1 \div R_4$, iar schimbarea dintr-o gamă în alta se face prin comutarea condensatoarelor.

Tensiunea de ieșire este cuprinsă între 0 și 5 V și se reglează din potențiometrul R_{20}.

Când potențiometrul R_{20} este la maximum, nivelul de ieșire se poate regla în șase trepte din atenuator, nivelul minim astfel obținut fiind de 50 µV.

Tensiunea de ieșire se măsoară la ieșirea tranzistorului T_3 cu un instrument de 100 µA pe două scale, 1 V și 10 V. Rezistența de ieșire a generatorului este de 91 Ω, nivelul semnalului are o abatere de ±1 dB pe toate gamele de frecvențe, iar distorsiunile nu depășesc 0,8%.

Generatorul propriu-zis este format din două etaje cu reacție pozitivă selectivă prin punte Wien.

Pentru stabilizarea amplitudinii oscilațiilor s-a recurs la o contrareacție, de la ieșire la emitorul lui T_1 prin C_{14}, termistorul R_9 și rezistența R_{16}.

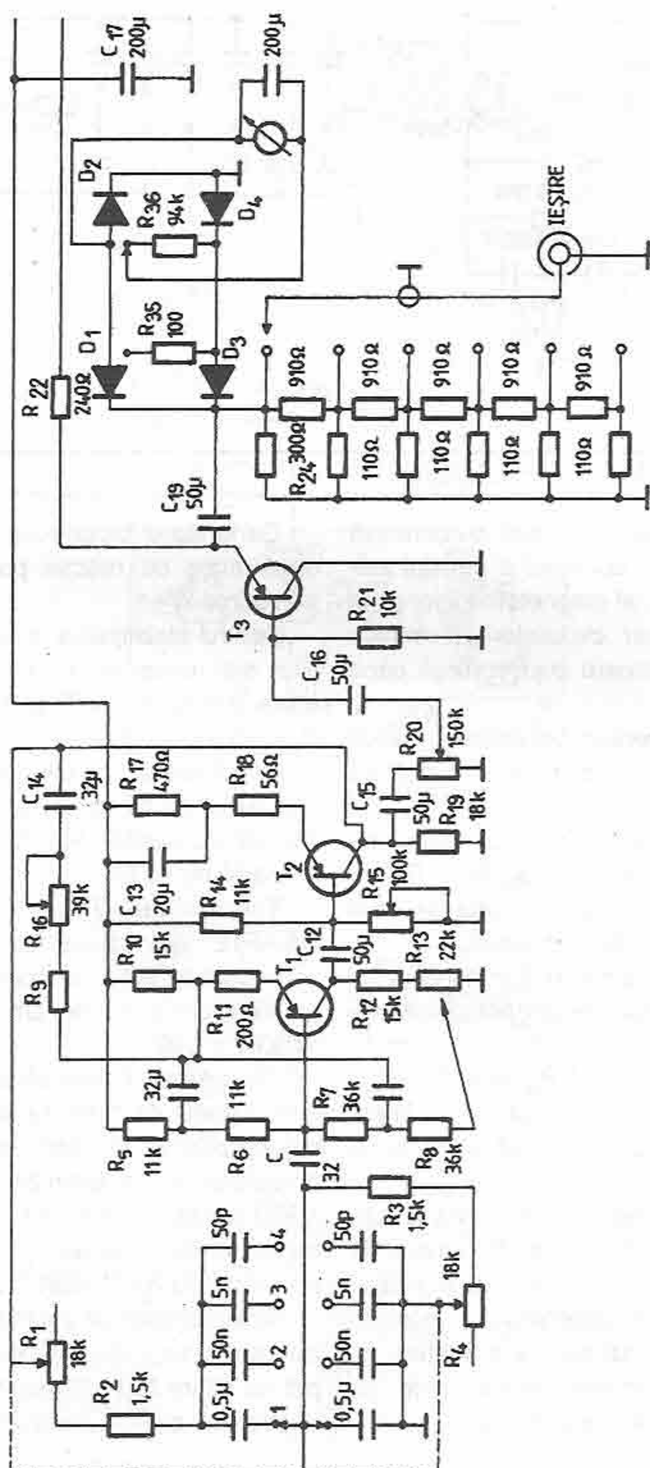
Condensatoarele din puntea Wien ($C_1 \div C_8$) trebuie să fie cu toleranță de maximum 2%, iar rezistențele R_{24}, R_{34}, R_{35} și R_{36} cu o toleranță de ±0,5%.

Tranzistoarele T_1 și T_2 sunt de același tip, AF121 sau echivalente.

Important este ca aceste tranzistoare să aibă un factor de amplificare cuprins între 60 și 120.

Tranzistorul T_3 trebuie să suporte o putere disipată de 1 W, să aibă o frecvență de tranziție de 30 MHz și un factor de amplificare de cel puțin 35, la frecvența de 1 kHz pentru I_c = 500 mA. Acest tranzistor se va monta cu radiator de 200 ÷ 300 cm^2 și poate fi de tipul 2N3021, 2N3024.

Bineînțeles că se pot monta și alte tipuri de tranzistoare, dar calitățile generatorului pot să difere față de rezultatele care ar fi obținute cu piesele menționate în schemă.



C 17
200µ
200µ
D2
R36
94k
D4
IEŞIRE
R 22
240Ω
D1
R35
100
D3
C19
50µ
R24
300Ω
910Ω
110Ω
T3
R21
10k
C16
50µ
R20
150k
C14
32µ
R 17
470Ω
R18
56Ω
C15
50µ
R19
18k
T2
R 16
39k
C13
20µ
R14
11k
R15
100k
R9
R10
15k
C12
50µ
R13
22k
T1
R11
200Ω
R12
15k
32µ
R5
11k
11k
R6
C
32
R7
36k
R8
36k
R3
1,5k
18k
R4
R1
18k
R2
1,5k
0,5µ
50n
5n
50p
1
2
3
4

Fig. 8.15

16. GENERATOR AUDIO

Pentru verificarea rapidă a unui montaj electronic este foarte indicat să utilizăm mici generatoare portabile.

Schema prezentată conține două generatoare de audiofrecvență care pot fi utilizate separat sau simultan.

Fiecare generator este format dintr-un tranzistor BC109 și o rețea de defazare RC.

Generatorul echipat cu tranzistorul T_1 generează un semnal cu frecvența de 1000 Hz, iar cel echipat cu tranzistorul T_2 generează un semnal cu frecvența de 2000 Hz.

Modul de lucru, pe un generator sau pe ambele generatoare, se stabilește din comutatorul K.

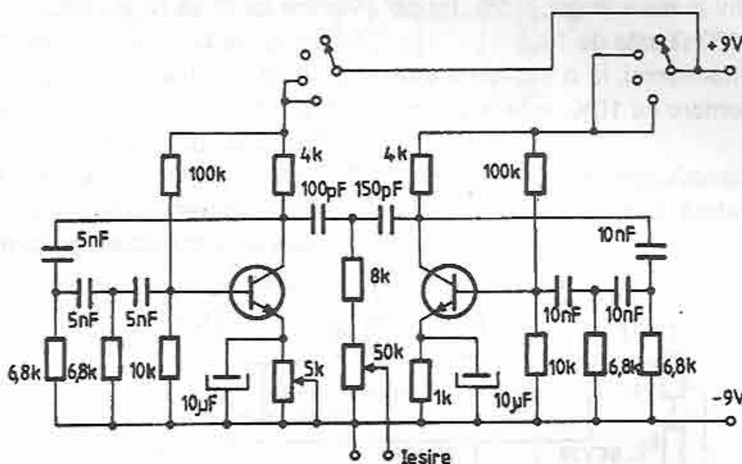


Fig. 8.16

17. OSCILATOR 400 Hz

În unele situații avem nevoie de un semnal de joasă frecvență pentru verificarea diferitelor montaje. Schema prezentată generează un semnal cu frecvență foarte stabilă, ajustabilă în limite mici cu ajutorul potențiometrului de 5 kΩ.

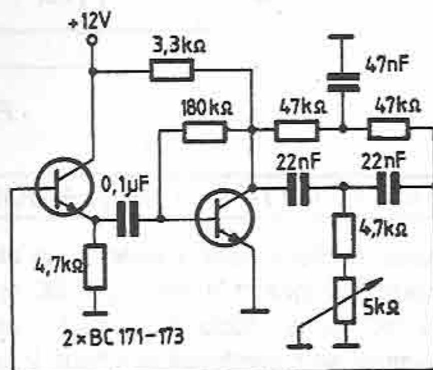


Fig. 8.17

18. OSCILATOR CU STABILITATE RIDICATĂ

Oscilatorul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 8.18 utilizează puntea Wien, care asigură o înaltă stabilitate a frecvenței. Datele tehnice sunt următoarele:

– tensiunea de alimentare: 24 V, curent continuu stabilizat;

– tensiunea alternativă de ieșire: 6 V;

– curentul maxim la ieșire: 10 mA;

– distorsiuni la mers în gol: 0,5%, iar pe o sarcină de 600 Ω este de 1%;

– variația frecvenței, la o variație a tensiunii de alimentare cu 10%, este mai mică de 10^{-4};

– variația amplitudinii raportată la variația de temperatură: aproximativ 5×10^{-3} / °C;

Oscilatorul funcționează optim de la 5 kHz la 500 kHz, iar frecvența maximă nu poate depăși valoarea de 1 MHz.

Puntea Wien este formată din condensatoarele C_1, C_2 și rezistențele R_1, R_4. Pentru calcularea frecvenței de lucru a oscilatorului se utilizează relația: $f_0 = 1/2\ \pi$ RC, unde: $R = R_1 + R_2 = R_3 + R_4$ iar $C = C_1 = C_2$. La alegerea valorilor trebuie să avem în vedere ca R să fie de circa 1 ÷ 10 kΩ, iar valoarea lui C minimum 150 pF, pentru a nu putea fi influențată de capacitățile parazite ale montajului. Dacă, de exemplu, introducem în formula de calcul R = 1 kΩ și C = 150 pF, obținem f_0 = 1 MHz.

Amplitudinea tensiunii de ieșire a oscilatorului este stabilizată de termistorul R_6.

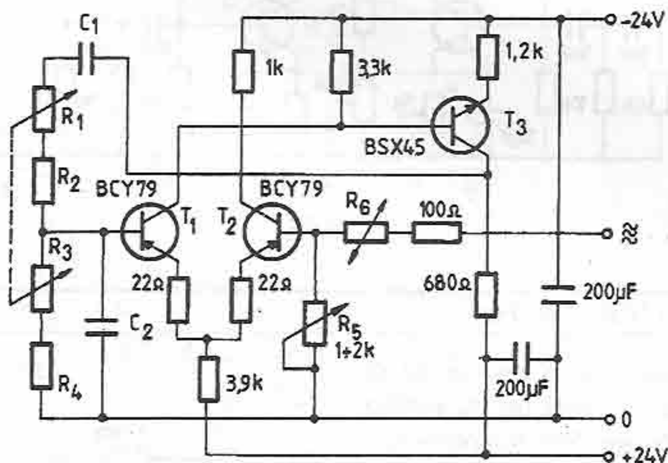


Fig. 8.18

19. OSCILATOR CU REȚEA DUBLU T

Acest oscilator este realizat cu un singur tranzistor montat în conexiune BC și o rețea RC de tip dublu T, în care brațul transversal se conectează la emitor. În felul acesta, rețeaua lucrează bine pe impedanța de intrare redusă pe care o prezintă tranzistorul în această conexiune.

În figura 8.19 se prezintă o schemă concretă ce oferă la ieșire semnale având frecvența egală cu cca. 1 kHz și distorsiuni

mai mici de 5%. Montajul se poate alimenta cu tensiuni cuprinse între 9 și 12 V, consumând circa 1 mA.

Tensiunile indicate pe schemă corespund alimentării cu 11 V.

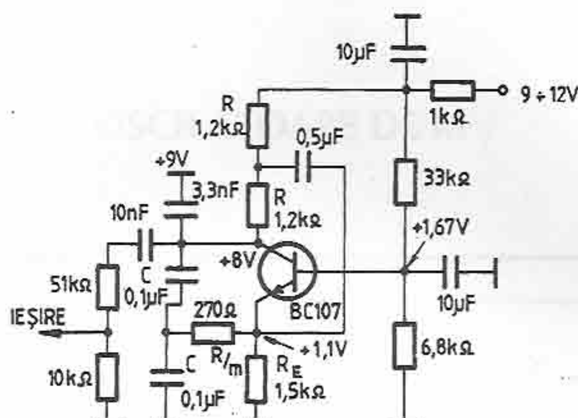


Fig. 8.19

OSCILATOARE DE RF

1. OSCILATOR RF CU TUJ

Montajul este, de fapt, o transpunere a unui oscilator cu diodă tunel, în cazul de față, utilizându-se un tranzistor unijoncțiune. Semnalul obținut este sinusoidal (maximum 1,3% distorsiuni), valoarea frecvenței fiind stabilită de valorile circuitului oscilant LC. Dacă valoarea lui R crește, trebuie micșorată valoarea lui C.

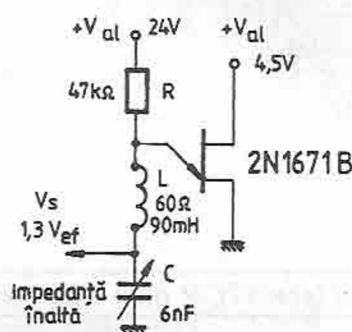


Fig. 9.1

2. OSCILATOR RF CU DIODĂ TUNEL

Elementul esențial al montajului îl constituie o diodă tunel de tipul 1N3713 cu care, utilizându-se zona negativă a caracteristicii, se poate acoperi o gamă largă de frecvențe.

După cum se observă din schemă, frecvența generată depinde de dimensiunile fizice ale liniei și de valoarea elementelor variabile C_v și C_t. Șocul de alimentare este format din 10 spire înfășurate pe corpul unui rezistor.

Montajul este util pentru frecvențe de peste 400 MHz.

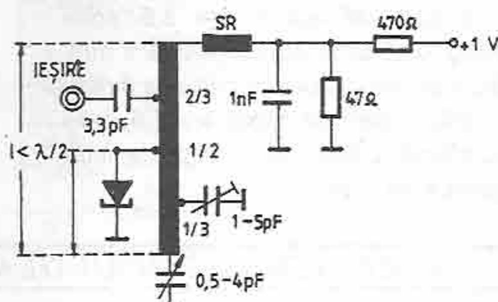


Fig. 9.2

3. OSCILATOR RF ALIMENTAT LA TENSIUNE SCĂZUTĂ

Acest multivibrator este destinat depanării aparaturii radio-TV. Impulsurile de la cele două ieșiri pot fi aplicate unui canal AF (ieșirea X1) sau unui amplificator de IF – TV de 6,5 MHz (X2).

Bobina se construiește pe o carcasă ∅5 mm și are 23 spire CuEm 0,2, cu priză la spira 7. Tranzistorul este de tip BF173 ÷ BF214, iar diodele 1N4001. Alimentarea se face dintr-o baterie de 1,5 V. Valorile condensatoarelor sunt date în pF.

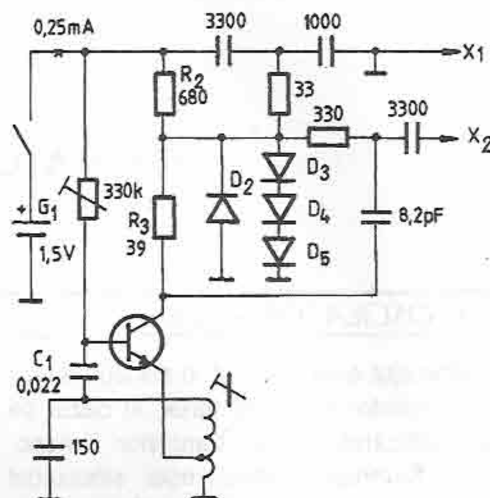


Fig. 9.3

4. GENERATOR 80 ÷ 200 MHz

Montajul generează semnal ce acoperă banda 80 ÷ 200 MHz. De remarcat că acest generator poate fi modulat în frecvență cu un semnal de audiofrecvență provenit de la un microfon.

Bobina de acord are 3,5 spire CuAg ∅0,6 bobinate cu pas de 1 mm, fără carcasă, cu un diametru de 8 mm.

Înfășurarea de cuplaj are 1,5 spire cu sârmă izolată, dispusă peste înfășurarea de acord.

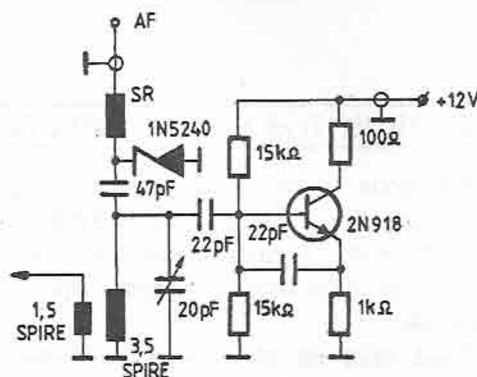


Fig. 9.4

5. OSCILATOR CU STABILITATE MARE A FRECVENȚEI

Utilizând un tranzistor cu efect de câmp de tipul BF244 sau 2N3819 se poate construi un oscilator cu o pronunțată stabilitate a frecvenței.

Acest oscilator, cu datele elementelor din figura 9.5, acoperă gama 4,9 ÷ 6 MHz, reglajul făcându-se din condensatorul variabil.

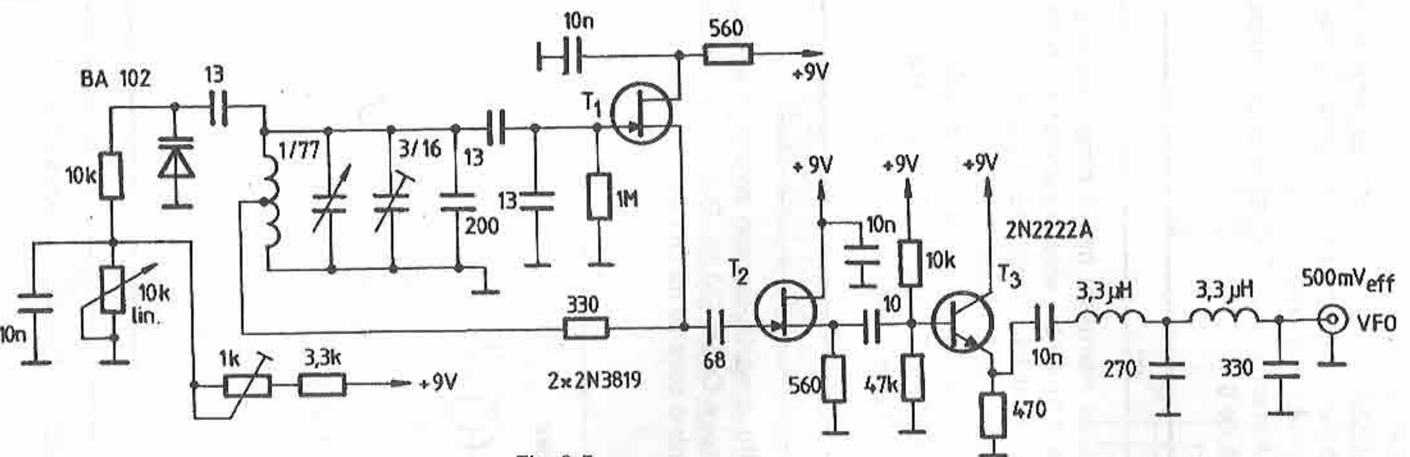

10n
560
+9V
BA 102
13
T1
10k
1/77
3/16
13
13
1M
200
+9V
+9V
+9V
10n
2N2222A
10k
10k
lin.
10n
T2
T3
330
10
3,3 µH
3,3 µH
500mVeff
VFO
68
10n
1k
3,3k
+9V
2x2N3819
560
47k
270
330
470

Fig. 9.5

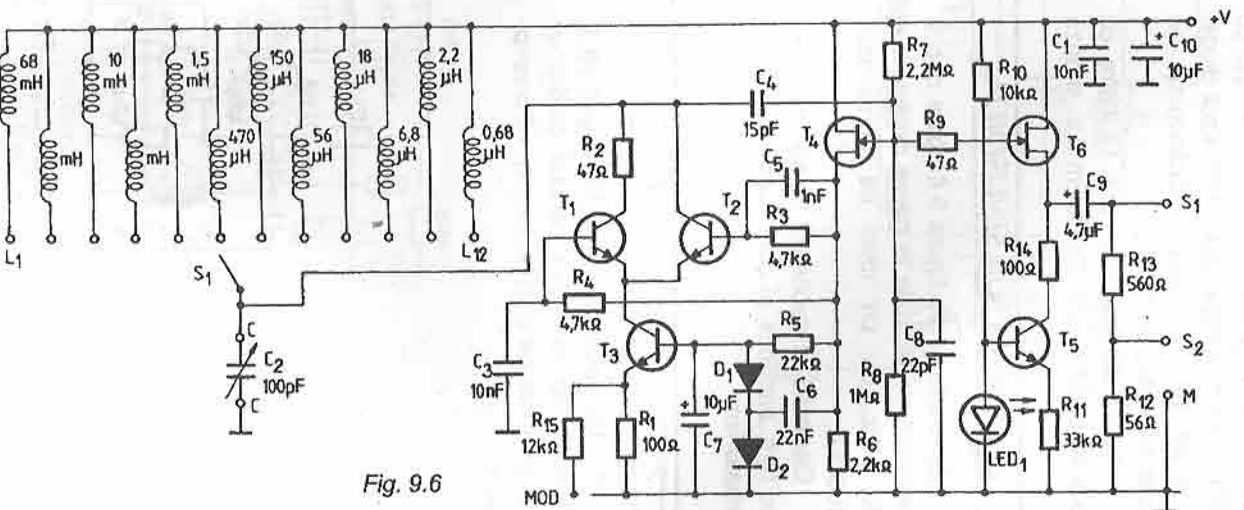

+V
68 mH
mH
10 mH
mH
1,5 mH
470 µH
150 µH
56 µH
18 µH
6,8 µH
2,2 µH
0,68 µH
L1
L12
S1
C
C2
100pF
C
C4
15pF
R2
47Ω
T1
T2
C5
1nF
R3
4,7kΩ
R4
4,7kΩ
T3
C3
10nF
R15
12kΩ
R1
100Ω
10µF
C7
D1
D2
R5
22kΩ
C6
22nF
MOD
T4
R7
2,2MΩ
R9
47Ω
R8
1MΩ
C8
22pF
R6
2,2kΩ
R10
10kΩ
T6
T5
LED1
R11
33kΩ
C1
10nF
C10
10µF
C9
4,7µF
R14
100Ω
R13
560Ω
R12
56Ω
S1
S2
M

Fig. 9.6

De remarcat că montajul este prevăzut cu RIT, ce acționează prin intermediul diodei varicap BA102, reglajul făcându-se din potențiometrul de 10 kΩ.

Bobina din oscilator are 19 spire cu diametrul de 8 mm, din CuEm 0,8, și priză la spira 6.

Filtrul de ieșire poate să lipsească, semnalul preluându-se din emitorul tranzistorului 2N2222A.

Alimentarea se face cu tensiune stabilizată de 9 V.

6. GENERATOR SINUSOIDAL

Generatorul din figura 9.6 poate debita semnale sinusoidale în gama de 5 kHz ÷ 30 MHz, cu un nivel de aproximativ 300 mV.

Generatorul debitează un semnal practic fără armonici și deci foarte util radioamatorilor.

Este interesant modul simplu de realizare a modulării acestui generator, aplicarea semnalului modulator făcându-se pe emitorul tranzistorului T_3.

În schemă: $T_1 = T_2 = T_3$ = BF494; $T_4 = T_6$ = BF256; T_5 = BC547; $D_1 = D_2$ = 1N914.

Alimentarea se face cu 12 V.

7. OSCILATOR 9 MHz

Pentru frecvența de 9 MHz, bobina L se confecționează pe o carcasă cu diametrul de 5 mm de la bobinele din radioreceptoare.

Pe această carcasă se bobinează 33 de spire CuEm Ø0,35. Bobina se introduce într-o cutie cu rol de ecran.

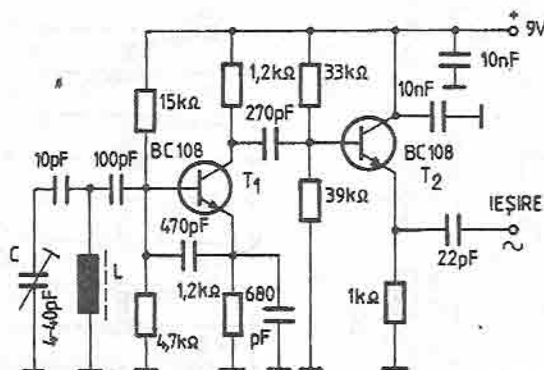


Fig. 9.7

8. OSCILATOR LC ÎN PUNTE CU UN ETAJ

Oscilatorul din figură are schema corespunzătoare punții din figura b. Se constată o stabilitate de ordinul 1 x 10^{4}.

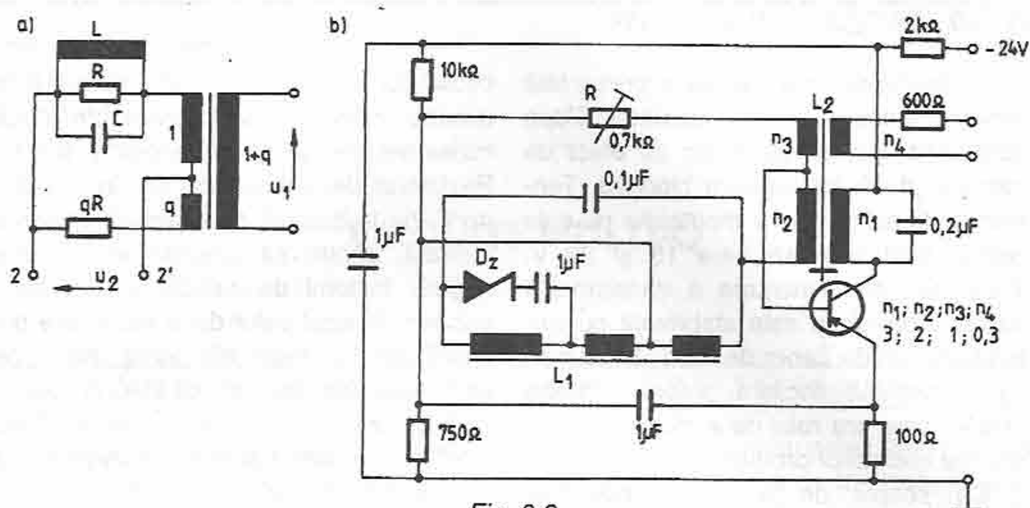


Fig. 9.8

9. OSCILATOR LC ÎN PUNTE CU DOUĂ ETAJE

În figura a este prezentată schema unui oscilator LC în punte, cu două etaje de amplificare. Schema punţii este prezentată în figura **b**.

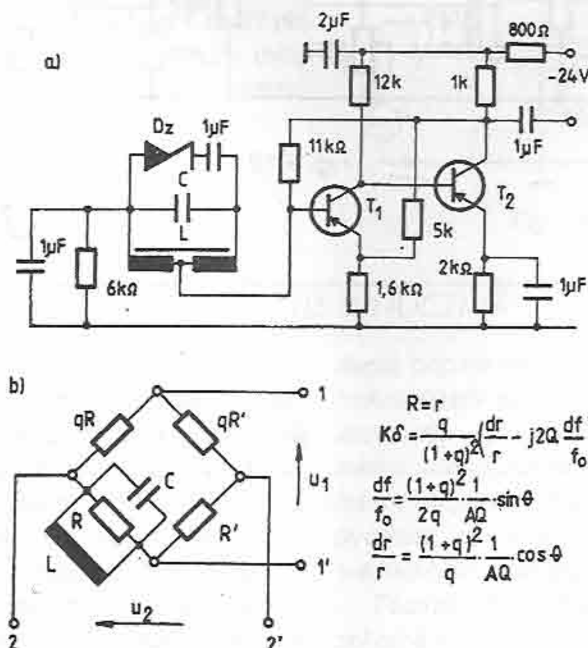


Fig. 9.9

În figura de mai jos este prezentată schema electrică a unui oscilator Clapp care utilizează un tranzistor cu efect de câmp și două tranzistoare bipolare. Tensiunea de alimentare a montajului nu este critică, fiind cuprinsă între 15 și 20 V. Tensiunea de alimentare a tranzistorului cu efect de câmp este stabilizată cu ajutorul unei diode Zener de 12 V. Se remarcă în circuitul oscilant prezența diodei 1N914, care are rolul de a micșora amplitudinea oscilațiilor produse.

Cu scopul de a evita producerea oscilațiilor parazite, în circuitul drenei și în circuitul porții au fost prevăzute două rezistoare de 33 Ω și respectiv 6,8 Ω. Rezistorul de 6,8 Ω, montat în circuitul porții, nu trebuie să depășească valoarea indicată, pentru că aceasta ar influența negativ factorul de calitate al circuitului oscilant. În locul celor două rezistoare pot fi utilizate trei perle din ferită, fixate pe terminalele tranzistorului cu efect de câmp.

Semnalul cu frecvența de 5 MHz produs de oscilator este cules de pe sursa tranzistorului BF245.

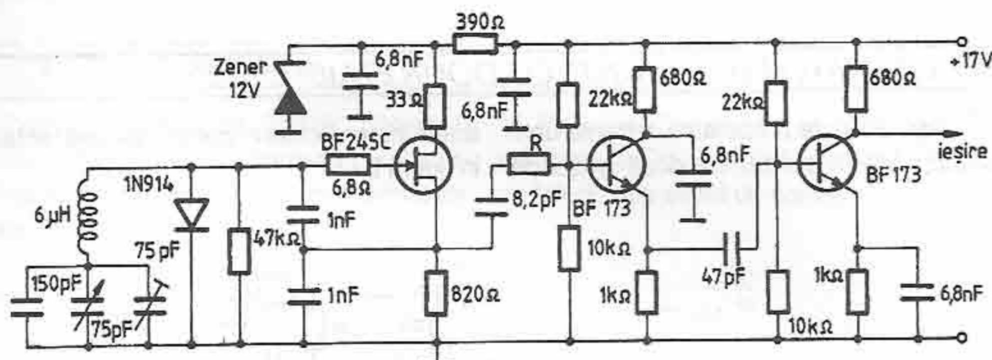


Fig. 9.10

CIRCUITE MULTI-Q

1. CIRCUIT MULTI-Q PENTRU BENZILE DE 3,5; 7 ȘI 14 MHz

În figura alăturată sunt date schema și valorile pieselor unui circuit multi-Q care a fost experimentat, cu bune rezultate, pentru frecvențele de 3,5, 7 și 14 MHz. Priza 1 pe bobina L s-a luat la 0,1 de masă, iar priza 2 la 0,4. Condensatoarele ceramice C_1, C_2 au avut capacitățile în raportul C_1 = (3 ... 4)C_2. Cu acest montaj s-au obținut ușor multiplicări stabile ale factorului de calitate de 10 ... 12 ori.

Pentru 3,5 MHz, bobina L va fi de 27 µH și va avea 52 de spire (15 x 0,05 mm) înfășurate pe o carcasă de 4 mm diametru, din polistiren, cu patru galeți. Se va scoate priza 1 la spira a 6-a de la masă, iar priza 2 la a 18-a spiră. Miezul bobinei va fi din ferită IF perminvar (punct alb).

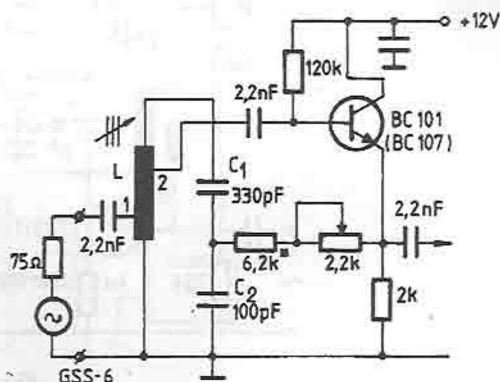


Fig. 10.1

2. CIRCUIT MULTI-Q CU REACȚIE INDUCTIVĂ

O altă categorie de circuite multi-Q o formează acelea la care se folosește reacția pozitivă inductivă. În figura alăturată este dat exemplul unui astfel de circuit, care a fost experimentat pentru frecvențele 14, 21 și 28 MHz. Rezistența din emitor, de ordinul câtorva sute de ohmi, nedecuplată, dă o reacție negativă de curent. Bobina de reacție L_1 din bază a avut în toate cazurile de 5 ... 6 ori mai puține spire decât bobina de colector L_2. Bobina L_2 a fost realizată cu liță de RF 15 x 0,05 mm, iar L1 din sârmă de CuEm 0,1 mm diametru, suprapusă peste spirele lui L2. Pentru ca etajul următor să nu amortizeze și, eventual, să dezacordeze circuitul, ieșirea s-a făcut pe priza capacitivă.

Factorul de multiplicare pentru această schemă este:

$$K = \frac{1}{1 - \frac{M}{Mcr}},$$

unde $M_{cr} = R_e / 2\pi f_0 Q$ (inductanța mutuală critică – necesară pentru amorsarea oscilațiilor; $M < M_{cr}$; R_e = rezistența din emitor).

Dacă, de exemplu, $M = 0{,}9\ M_{cr}$, rezultă $K = 10$. Pentru o anumită valoare a inductanței de cuplaj M, cu cât R_e este mai mare, pericolul intrării în oscilație a montajului scade. Pentru reglajul reacției se poate prevedea R_e sub forma unui potențiometru, sau reglajul curentului prin tensiunea de polarizare a bazei – ca în figură.

Stabilitatea montajului crește dacă bobina de acord nu este în circuitul de curent continuu.

Pentru frecvența de 7 MHz, bobina L_2 va fi de 13 μH (C_o = 40 pF) și va avea 36 de spire (15 x 0,05 mm) înfășurate pe o carcasă de polistiren cu diametrul de 4mm, cu miez de ferită IF, punct alb. Bobina L_1 va avea 6 spire din CuEm 0,1 mm diametru înfășurate peste L_2.

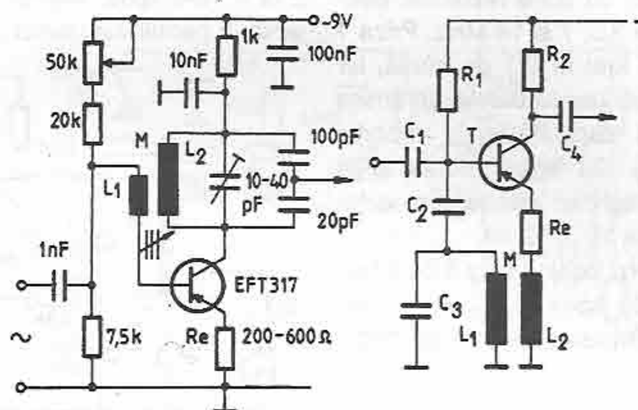


Fig. 10.2

3. AMPLIFICATOR RF CU CIRCUIT MULTI-Q

Circuitul multi-Q mărește selectivitatea receptorului, iar prin mărirea raportului semnal/zgomot la ieșirea acestuia, contribuie de fapt și la îmbunătățirea sensibilității. El se poate folosi fie în canalul de frecvență înaltă al receptorului, fie în cel de frecvență intermediară. În figura alăturată este dată schema unui amplificator de înaltă frecvență cu circuit de colector multi-Q. Acordul pe diferite frecvențe din bandă (realizat cu capacitatea reglabilă EB a tranzistorului EFT353) implică și reajustarea reacției pozitive, deci sunt necesare două organe de reglaj (și potențiometrul de 2,2 kΩ). Un asemenea etaj se recomandă pentru receptoarele lucrând pe frecvență fixă, de exemplu cele pentru „vânătoare de vulpi" sau pentru telecomandă. Mai recomandabilă este folosirea etajului multi-Q în canalul de frecvență intermediară, deoarece aici lucrează la frecvență constantă și, la o tensiune de alimentare stabilizată, nu

sunt motive de variație a gradului de reacție pozitivă (este necesar un potențiometru pentru ajustare).

Pentru frecvența de 14 MHz, bobina $L_1 = L_3 = 9{,}85\ \mu H$, având fiecare câte 32 de spire (7 x 0,05 mm) înfășurate pe carcase de polistiren cu diametrul de 4 mm cu miez de ferită IF, punct alb. Bobina L_2 conține 4 spire înfășurate peste L_1, iar bobina L_4 conține 16 spire înfășurate peste L3; ambele bobine (L_2, L_4) vor fi realizate din CuEm de 0,1 mm diametru.

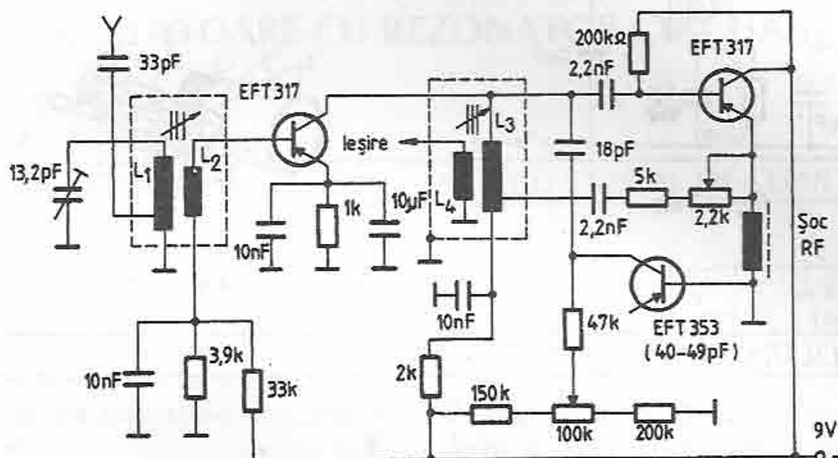


Fig. 10.3a

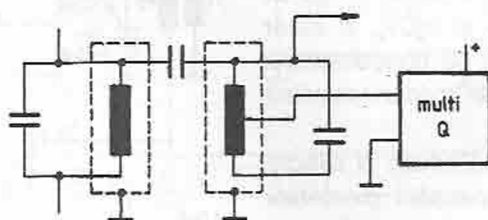


Fig. 10.3b

4. CIRCUIT MULTI-Q PENTRU UNDE MEDII

Ansamblul L_1 L_2 L_3 constituie un transformator. Distanța dintre L_1 și L_2 este de 2 cm, fiecare înfășurare având 10 spire CuEm 0,6. Montajul lucrează pe unde medii și se alimentează cu 12 V.

Acest montaj se folosește pentru ameliorarea recepției și conține un etaj de o construcție aparte. Tranzistorul este în circuit bază comună, la care colectorul și emitorul au cuplate bobine comune. Acestе bobine se fixează pe antena de ferită.

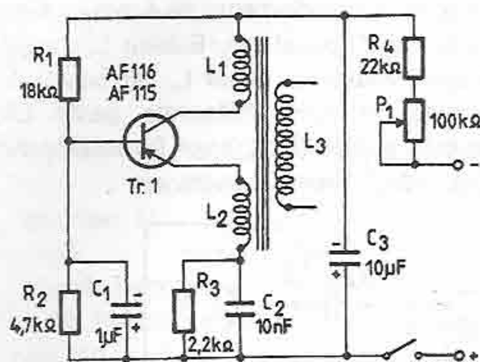


Fig. 10.4a

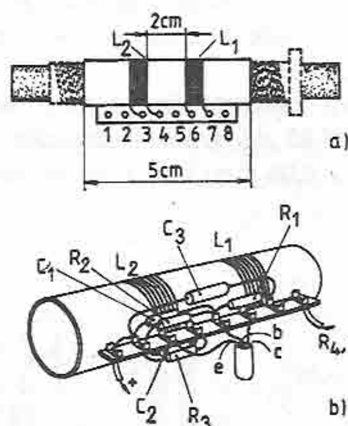


Fig. 10.4b

5. MULTIPLICATOR Q PENTRU US

Schema reprezintă un multiplicator Q ce conferă receptorului un plus de sensibilitate și selectivitate. Schema cuprinde două circuite rezonante, L_2Cv_1 – cuplat cu bobina de antenă L_1 – și L_3Cv_2, al căror acord se face simultan cu condensatorul dublu Cv_1 – Cv_2, a cărui valoare maximă este de 2 x 25 pF.

Condensatorul C_4 realizează o reacție pozitivă necesară compensării pierderilor din circuitul rezonant de intrare, mărindu-i astfel factorul de calitate, selectivitatea și, implicit, sensibilitatea.

Dioda D_1 servește la stabilirea unei tensiuni fixe de polarizare. Valorile maxime ale sensibilității și ale selectivității se obțin prin reglajul potențiometrului R_1 de 47 kΩ. Diodele D_2 și D_3 micșorează riscul autooscilației. Alimentarea se face de la o baterie de 1,5 V sau de la o sursă stabilizată de aceeași valoare, eventual un acumulator, fără a fi necesar un curent mai mare de 10 mA.

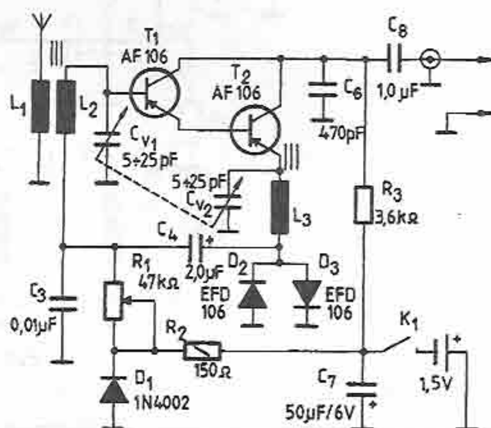


Fig. 10.5

OSCILATOARE CU REZONATOR CU CUARȚ

1. OSCILATOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ CU CRISTAL DE CUARȚ

Particularitatea schemei constă în faptul că lucrează pe frecvențe foarte mici – și anume între 1 și 10 kHz.

Fenomenul de oscilație se obține prin bucla de reacție de la etajul de ieșire spre unul din terminalele cristalului de cuarț.

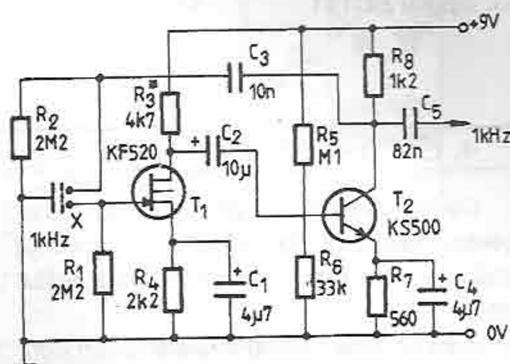


Fig. 11.1

2. OSCILATOR CU CRISTAL DE CUARȚ

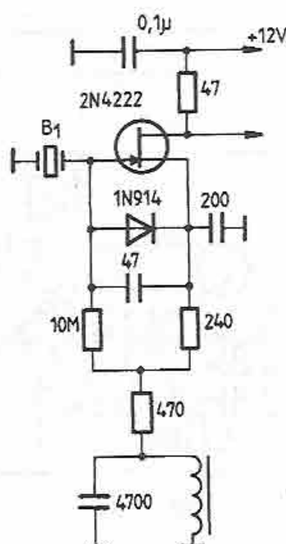


Fig. 11.2

Schema prezentată este recomandată pentru funcționarea într-o gamă foarte largă de frecvențe ale cuarțului (25 kHz ÷19 MHz). Elementul oscilator este un tranzistor cu efect de câmp de tipul BF245. Bobina din montaj are valoarea de 100 µH. Dacă frecvența generată este mai mică de 100 kHz, această bobină se poate înlocui cu un rezistor de 1 kΩ.

3. OSCILATOR CU CRISTAL DE CUARȚ ALIMENTAT LA TENSIUNE MICĂ

Lucrările de laborator impun de multe ori folosirea unor semnale cu frecvență foarte stabilă, ce se pot obține de la cristale de cuarț.

Astfel, cu două tranzistoare, se poate construi un montaj la care, cuplând cristale cu frecvența proprie cuprinsă între 100 kHz și 10 MHz, acesta va intra în oscilație. Primul tranzistor este un FET de tipul BFW11 cuplat galvanic cu un tranzistor bipolar BC171.

De remarcat că acest montaj poate fi alimentat cu o tensiune cuprinsă între 1,5 și 10 V.

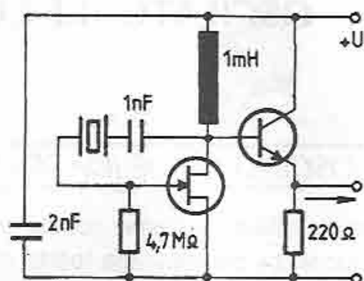


Fig.11.3

4. OSCILATOR 100 kHz CU CRISTAL DE CUARȚ

Configurația unui oscilator cu cuarț pentru frecvența de 100 kHz – frecvență etalon – este reprezentată în figura alăturată.

Cuarțul este montat în serie cu un condensator semivariabil din care se reglează exact valoarea frecvenței generate.

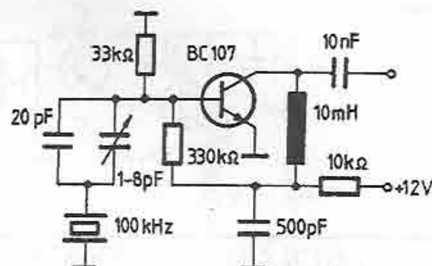


Fig. 11.4

5. OSCILATOR CU CRISTAL DE CUARȚ

Montajul permite obținerea semnalelor de la cristalele de cuarț cu frecvența proprie cuprinsă între 1 și 30 MHz.

Acest montaj este util și pentru verificarea stării de funcționare a cristalelor de cuarț.

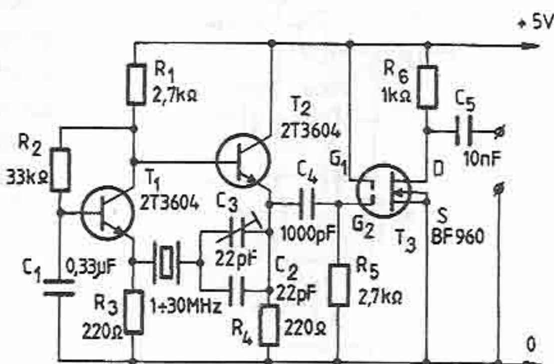


Fig. 11.5

6. MONTAJ PENTRU VERIFICAREA CRISTALELOR DE CUARȚ

Montajul permite verificarea cristalelor de cuarț cu frecvența cuprinsă între 50 kHz și 50 MHz, într-un montaj de oscilator RC în care cristalul este montat între baza și colectorul tranzistorului.

Etajul T_2 este un separator repetor pe emitor, de la care se poate prelua semnal spre utilizare, sau care poate fi trimis la un voltmetru electronic compus din T_3 și T_4, plus un instrument de 200 µA.

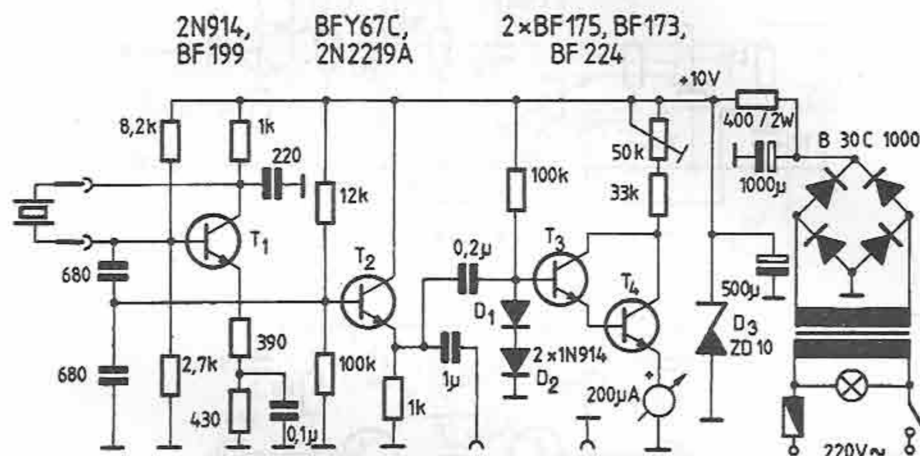


Fig. 11.6

7. OSCILATOR PENTRU RECEPTOARE SSB

Lucrul în benzile de amatori în modul SSB impune utilizarea unei aparaturi adecvate.

Recepția benzii superioare sau inferioare implică generatoare adecvate pentru refacerea purtătoarei, generatoare care trebuie să aibă frecvența foarte stabilă.

Acestui deziderat îi răspunde generatorul din figura 11.7, care conține două cristale de cuarț, elementele de comutare, etajul oscilator și un etaj separator.

Comutarea de pe un cuarț pe altul se face prin deschiderea diodei serie de tip D9K (1N914), refăcând circuitul de curent continuu (cuplare la masă). Montajul funcționează și cu tranzistoare din seria BF200. Dioda Zener poate fi PL8.

8. OSCILATOR PENTRU RECEPTOARE SSB (II)

Un montaj interesant de oscilator, care prin acționarea unui simplu comutator oferă semnal USB sau LSB, este prezentat în figura 11.8.

De fapt, fiecare tranzistor este un oscilator stabilizat cu cuarț și generează 9 MHz pentru filtrul de bandă (refacerea purtătoarei).

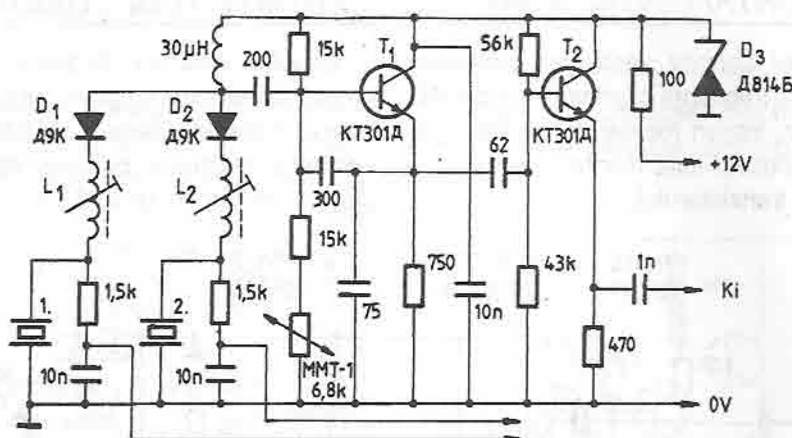


Fig.11.7

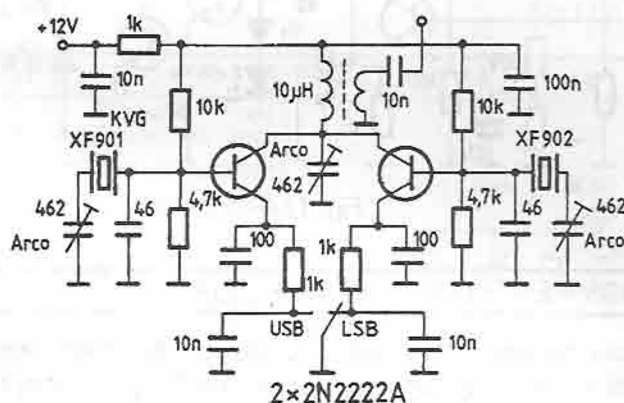


Fig. 11.8

9. MONTAJ PENTRU TESTAREA TRANZISTOARELOR DE RF

Un montaj de testare rapidă a tranzistoarelor de radiofrecvență este prezentat în figura 11.9.

Tranzistorul este montat în regim de oscilator prin intermediul unui cristal de cuarț.

Intrarea în oscilație este pusă în evidență de un instrument indicator. Cristalul de cuarț trebuie să aibă frecvența peste 15 MHz.

10. OSCILATOR DE FRECVENȚĂ ÎNALTĂ CU CRISTAL DE CUARȚ

Pentru cristalele care oscilează pe frecvențe mari, montajul care asigură condiții optime de lucru este cel din figura 11.10.

Astfel, divizorul capacitiv își schimbă valorile în funcție de frecvența de oscilație a cuarțului.

În gama 18 ÷ 28 MHz, valorile componentelor sunt: C_1 = 220 pF și C_2 = 47 pF; în gama 28 ÷ 60 MHz C_1= 100 pF și C_2 = 18 pF.

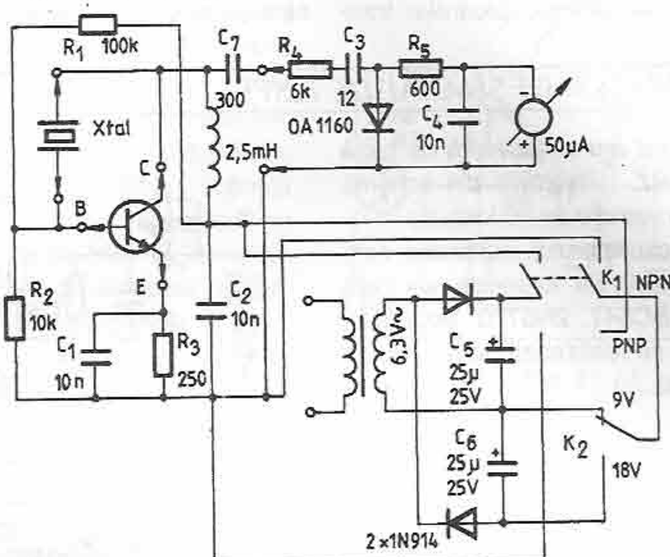


Fig. 11.9

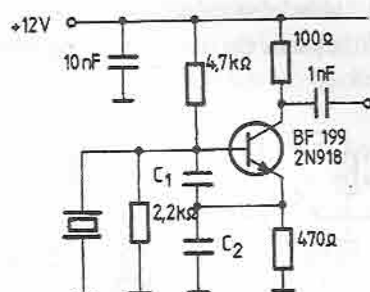


Fig. 11.10

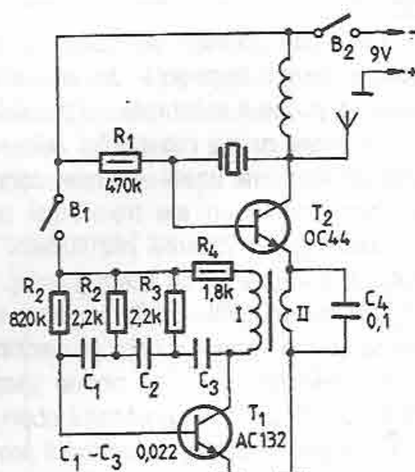


Fig.11.11

11. GENERATOR DE SEMNAL MA / MF

Acordarea radioreceptoarelor se poate face cu un oscilator RF pe bază de cristal de cuarț, modulat cu semnal AF.

Cuarțul are frecvența de bază de circa 8 MHz.

Semnalul de audiofrecvență de 1 kHz

modulează oscilatorul RF prin intermediul unui transformator miniatură de tipul celor din etajul final al radioreceptoarelor tranzistorizate.

Semnalul de ieșire este bogat în armonice,iar modulația este atât MA, cât și MF.

12. GENERATOR DE SEMNAL DE TEST

Cuarțul utilizat are o frecvență de bază în jurul a 5 MHz, cu valorile din schemă obținându-se o variație de 10 kHz.

La ieșirea oscilatorului, semnalul este bogat în armonici. Se folosește un tranzistor BC107, BC547, 2N5770. Bobina L_1 are 10 spire și se realizează pe o carcasă cu miez de ferită.

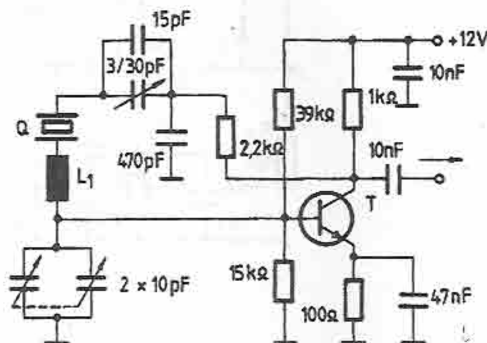


Fig. 11.12

13. MONTAJ PENTRU MĂSURAREA CRISTALELOR DE CUARȚ

La multe cristale de cuarț nu se cunoaște exact frecvența de oscilație, dar aceasta poate fi măsurată cu precizie destul de mare grație montajului alăturat. În același timp, la unele cristale dorim să aducem modificări ale frecvenței proprii de oscilație, verificarea rezultatelor obținute făcându-se tot cu acest montaj.

Cuarțul se cuplează la tranzistorul T_1, formându-se în felul acesta un oscilator.

Cu tranzistorul T_2 se obține procesul de heterodinare între semnalul obținut de la T_1 (cuplat în bază) și semnalul provenit de la un generator etalon (cuplat în emitor). Bătăile între cele două semnale se ascultă în casca din colectorul tranzistorului T_2.

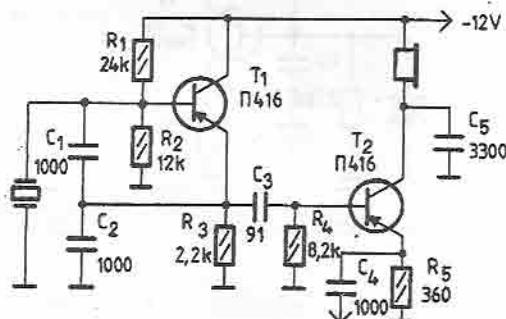


Fig.11.13

14. OSCILATOR DE MARE STABILITATE CU CRISTAL DE CUARȚ

La schemele obișnuite de oscilatoare cu cristal, apar „zgomote" sub forma unor perturbații și un număr mare de armonice. În cazul schemelor de oscilatoare pilot, prezența armonicelor este foarte utilă, însă când oscilatorul este folosit la circuite de amestec, sintetizoare etc., acest lucru nu este de dorit.

Schema prezentată este concepută în vederea generării unor semnale „pure".

Analizând schema prezentată, se poate vedea că principiul ales constă în folosirea cristalului atât ca element determinant al frecvenței generate, cât și ca element determinant al frecvenței filtrului trece-jos montat la ieșirea generatorului. Îndeplinind această funcție dublă cu același cristal, performanța obținută este remarcabilă. Astfel, „zgomotul" nu depășește lățimea de 100 Hz, iar armonicele sunt extrem de atenuate (a treia armonică sub – este 60 dB).

Un alt aspect pozitiv al montajului este stabilitatea deosebită, care nu se înrăutățește nici în cazul cuplării unei sarcini de impedanță mică.

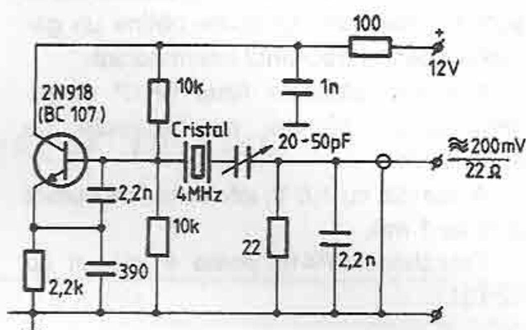


Fig. 11.14

15. GENERATOR DE ETALONARE

Calibratorul prezentat în schema alăturată divizează frecvența cuarțului cu rapoturile de 1/10 și 1/100, în modul acesta putându-se etalona generatoarele de audiofrecvență; aceste divizări pot servi foarte bine și ca markeri într-un osciloscop vobulat.

Ansamblul cuprinde trei oscilatoare. Primul este pilotat cu cuarț și generează 100 kHz. Semnalul de la ieșirea acestui oscilator poate fi aplicat direct tranzistorului T_7, amplificat și utilizat ca atare. Pe de altă parte, semnalul de 100 kHz este aplicat oscilatorului constituit cu tranzistoarele T_4 și T_5, iar la ieșirea acestora se obțin impulsuri cu frecvența de 10 kHz, deci a avut loc o divizare de 1/10.

Ieșirea tranzistorului T_4 este aplicată multivibratorului următor și divizată iarăși cu 1/10, la ieșirea tranzistorului T_6 obținându-se impulsuri cu frecvența de 1 kHz.

În cazul în care în serie cu ieșirea se conectează o diodă, pentru fiecare din aceste frecvențe se obțin armonicele lor.

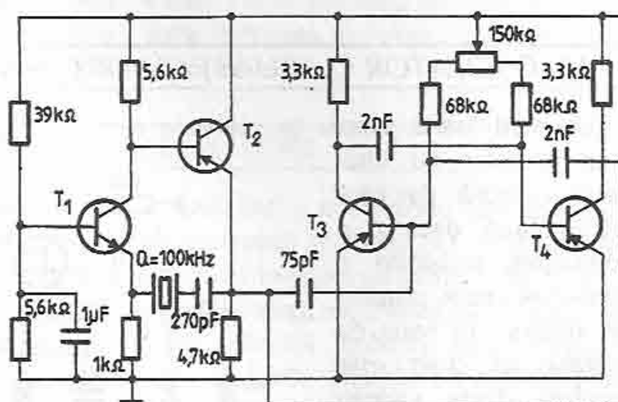


Fig.11.15

16. OSCILATOR CU FILTRU PIEZOCERAMIC

Cu un filtru piezoceramic montat ca în schema alăturată, se poate obține un generator pentru frecvența intermediară.

Montajul folosește filtrul FP1P și generează un semnal cu frecvența de 465 ± 2 kHz.

Alimentat cu 1,5 V, consumul de curent este de 1 mA.

Tranzistorul P416 poate fi înlocuit cu EFT317.

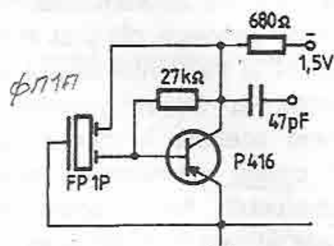


Fig. 11.16

17. GENERATOR DE SEMNAL

În figura 11.7 este prezentat un generator de semnal cu frecvența de ieșire multiplu al frecvenței cuarțului.

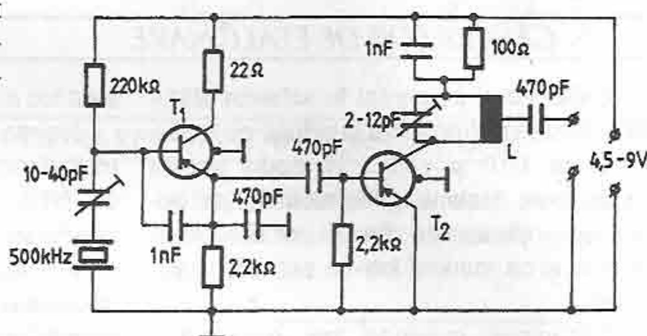


Fig. 11.17

18. OSCILATOR CU CUARȚ CU FRECVENȚĂ VARIABILĂ

Un mod foarte simplu de realizare a unui oscilator cu frecvență variabilă, dar pilotat cu cuarț, deci cu o pronunțată stabilitate a frecvenței, este prezentat alăturat. În serie cu cristalul de cuarț este montată dioda varicap prin intermediul căreia se obține deviația frecvenței. Alimentarea montajului se face cu 12 V.

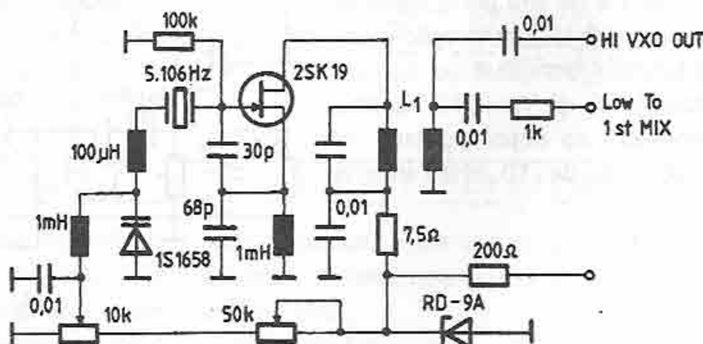


Fig. 11.18

Capitolul 12

OSCILATOARE LC TIP VFO

1. VFO PENTRU BENZILE DE 7 ȘI 14 MHz

Un VFO cu calități deosebite este prezentat în figura 12.1 și generează semnal în benzile de 7 și 4 MHz.

Primele tranzistoare sunt de tip FET (BF245).

T_1 generează un semnal între 7 și 7,15 MHz din care, prin dublare cu T_3 și T_4, se obțin 14 ÷ 14,3 MHz. Efectul RIT este determinat de potențiometrul R_{12} ce acționează dioda D_1.

Bobina L_1 are 12 spire, iar L_2 – 23 de spire, ambele din CuEm 0,4. L_3 are tot 23 de spire cu priză la mijloc, iar L_4 – 14 spire CuEm 0,7.

2. OSCILATOR CU STABILITATE MARE A FRECVENȚEI

Montajul prezentat în figura 12.2 este simplu, dar asigură o mare stabilitate a frecvenței.

Gama de lucru este cuprinsă între 10579 și 10779 kHz, destinația fiind aducerea benzii de 40 m (7 ÷ 7,2 MHz) în banda de 80 m. Bobina din oscilator are o inductanță de 0,9 μH, fiind construită din 10 spire 0,25 pe o carcasă cu diametrul de 8 mm. Transformatorul de ieșire are 2 x 10 spire (bobinate simultan cu fir paralel) pe un tor de ferită.

3. VFO PENTRU BENZILE DE RADIOAMATORI

Circuitul VFO din figura 12.3 este construit din două oscilatoare: primul oscilează între 12,000 și 12,450 MHz, iar al doilea între 5,000 și 5,500 MHz.

De remarcat faptul că atât oscilatoarele cât și separatoarele sunt realizate cu tranzistoare FET tip BF245.

Cum media frecvențelor este de 9 MHz, cu aceste două oscilatoare, prin adunare sau scădere cu semnalul recepționat, se acoperă toate benzile.

Utilizând și două diode varicap BB105, se realizează și efectul RIT. Transformatorul Tr are înfășurarea primară din 12 spire, iar înfășurarea secundară din 3 spire, ambele CuEm 0,4 , bobinate pe o carcasă cu miez de ferită. Șocurile de radiofrecvență Dl2 și Dl3 au câte 50 de spire CuEm 0,06 , bobinate pe miezuri.

Intrarea în funcțiune a acestor oscilatoare este comandată în tensiune. Fiecare oscilator (T_1 – T_4) are asociat câte un etaj

separator (T_2 – T_3), iar de la ieșirea comună a acestor separatoare semnalul este aplicat unui amplificator ce debitează la ieșire aproximativ 0,8 V pe o sarcină de 50 Ω.

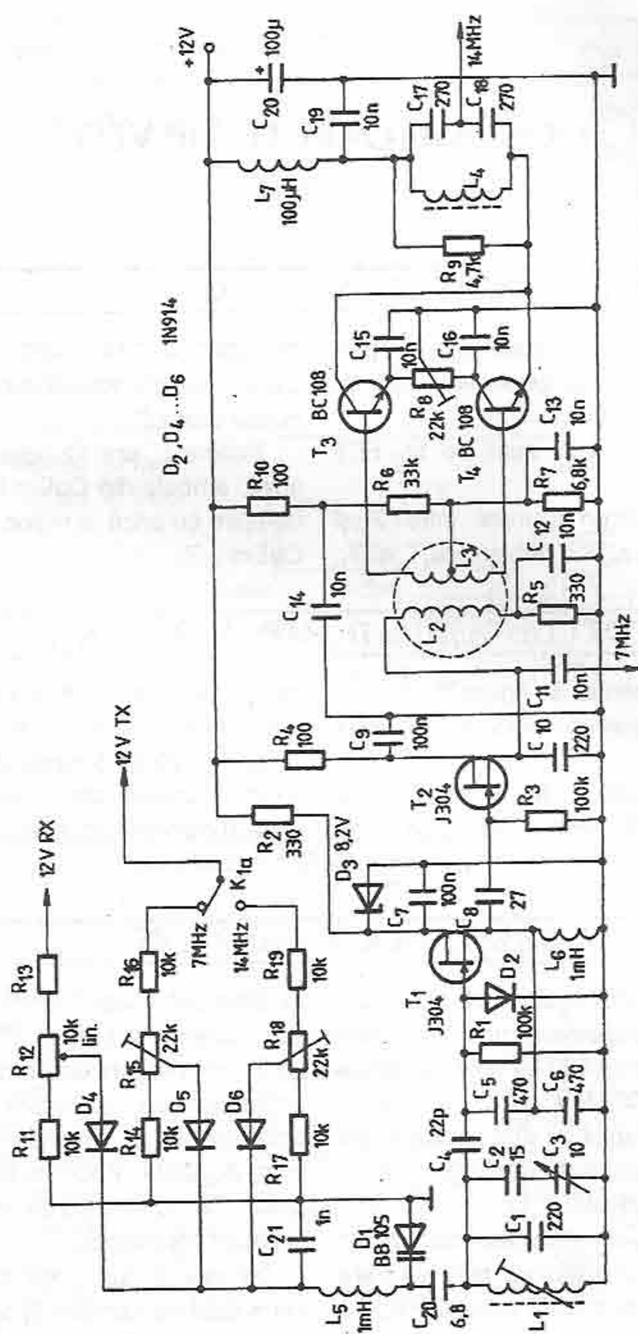
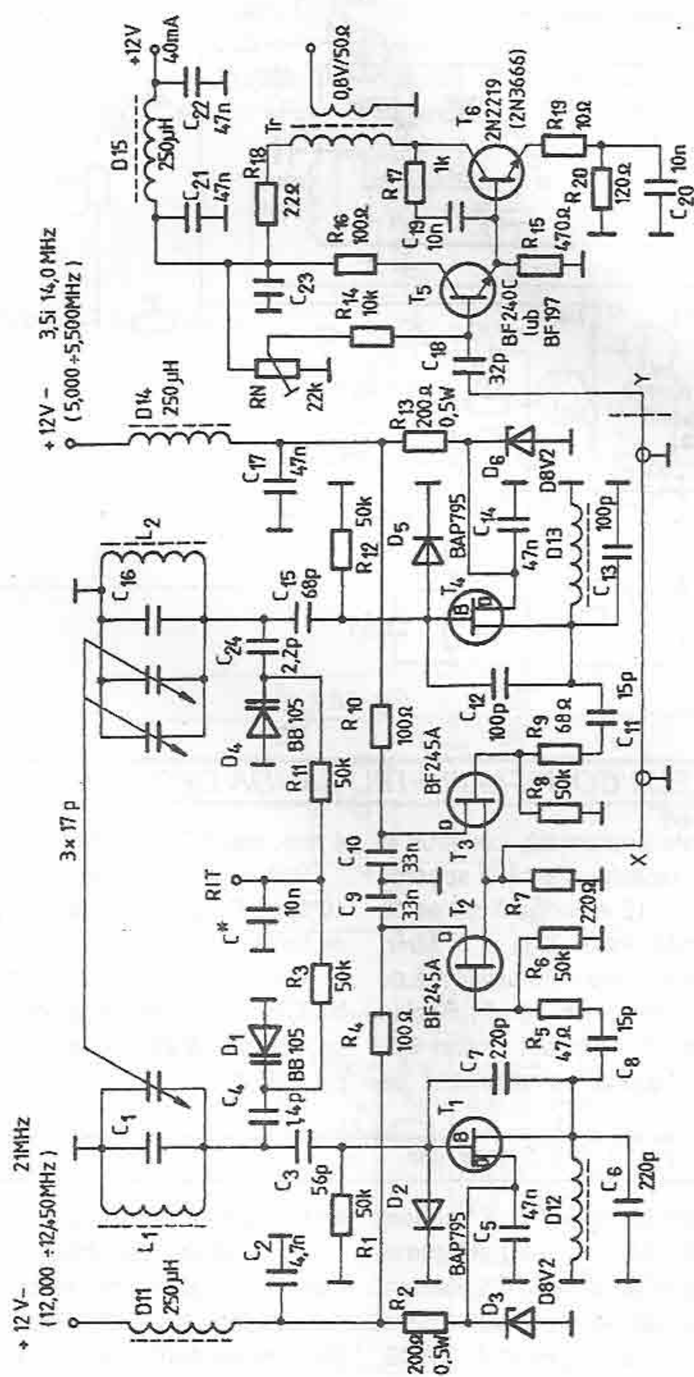


Fig. 12.1



+ 12 V-
21MHz
(12,000 ÷ 12,450MHz)
D11
250µH
L1
C1
C2
4,7n
3 × 17 p
C3
56p
C4
1,4p
D1
BB 105
R3
50k
C*
10n
RIT
R1
50k
R2
200Ω
0,5W
D2
BAP795
D3
D8V2
C5
47n
D12
C6
220p
T1
C7
220p
R4
100Ω
R5
47Ω
C8
15p
T2
BF245A
R6
50k
R7
220Ω
C9
33n
C10
33n
T3
BF245A
R8
50k
R9
68 Ω
C11
15p
C12
100p
R10
100Ω
R11
50k
D4
BB 105
C24
2,2p
C16
L2
C15
68p
R12
50k
T4
D5
BAP795
C14
47n
D13
C13
100p
C17
47n
R13
200 Ω
0,5W
D6
D8V2
X
Y
+ 12V -
3,5i 14,0 MHz
(5,000 ÷ 5,500MHz)
D14
250 µH
RN
22k
R14
10k
C18
32p
T5
BF240C
lub
BF197
C23
R16
100Ω
R15
470Ω
R18
22Ω
Tr
0,8V/50Ω
R17
1k
C19
10n
T6
2N2219
(2N3666)
R19
10Ω
R20
120Ω
C20
10n
D15
250µH
C21
47n
C22
47n
+12V
40mA

Fig. 12.3

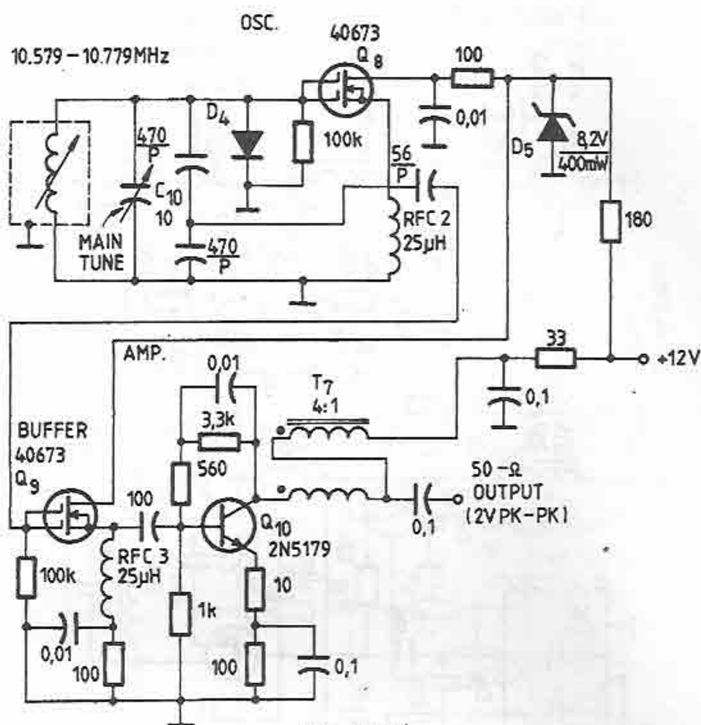


Fig. 12.2

4. OSCILATOR COLPITTS PENTRU BANDA DE 7 MHz

Cu o stabilitate pronunțată, construit în montaj Colpitts, oscilatorul a cărui schemă este dată în figura 12.4 acoperă gama de frecvențe cuprinsă între 7 și 7,1 MHz. Acoperirea acestei game este asigurată de un condensator variabil de 10 pF. Bobina din oscilator are 17 spire din CuEm 0,3, bobinate pe un suport cu diametrul de 4 mm, prevăzut cu miez magnetic.

Bobina din sursa tranzistorului FET are 10 spire CuEm 0,2, bobinate pe un mic tor de ferită.

Tranzistorul din oscilator se poate înlocui cu unul de alt tip, cum ar fi BF245, iar tranzistoarele din etajele separatoare pot fi BC170.

5. OSCILATOR 1,8 ÷ 7,3 MHz

Acest oscilator din figura 12.5 acoperă gama de 1,8 ÷ 7,3 MHz în patru subgame, prin înlocuirea grupului L_1 – C. Ca element oscilator este folosit un tranzistor FET – 2N3819 alimentat prin circuitul 78L05. Acest circuit stabilizator poate fi înlocuit cu un tranzistor și o diodă Zener.

În funcție de frecvența generată, elementele LC au următoarele valori:

– pentru 1,8 ÷ 2 MHz, L_1 = 88 spire Ø6 mm din CuEm 0,3; C_1 = 440 pF; C_1 = 100 pF;

– pentru 3,5 ÷ 3,8 MHz, L_1 = 70 spire Ø12 mm din CuEm 0,4; C_1 = 18 pF; C_1 = 75 pF;

– pentru 5 ÷ 5,5 MHz, L_1 = 47 spire Ø6 din CuEm 0,4; C_1 = 100 pF; C_1 = 75 pF;

– pentru 7 ÷ 7,3 MHz, L_1 = 8 spire Ø12 din CuEm 0,4; C_1 = 220 pF; C_1 = 75 pF.

Acest oscilator poate fi atașat unui transceiver, având o mare stabilitate a frecvenței.

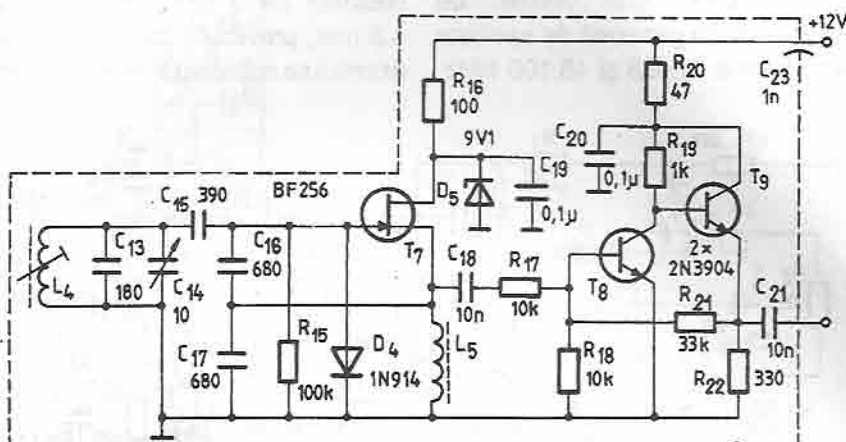


Fig. 12.4

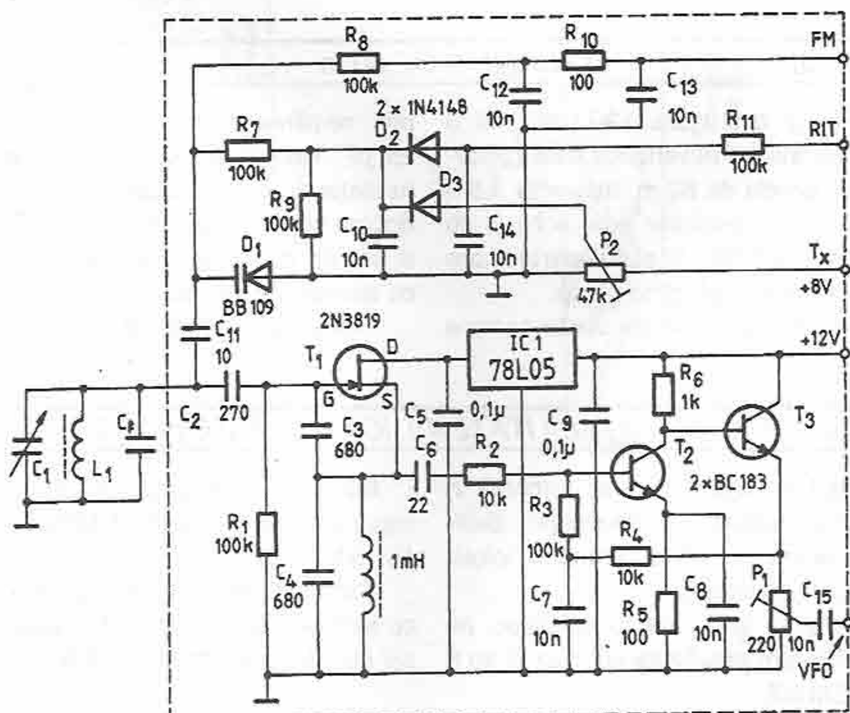


Fig. 12.5

6. OSCILATOR 44 MHz

Montajul, recomandat ca având bune performanțe, este destinat echipării unui receptor pentru banda de 2 m ce are valoarea frecvenței intermediare de 10,7 MHz. Frecvența generată de oscilator este cuprinsă între 44,433 și 45,100 MHz, din care, după triplare, se obțin 133,3 ÷ 135,3 MHz.

Bobina conține 3,5 spire CuAg ∅ 1, bobinate pe o carcasă cu diametrul de 4,5 mm, prevăzută cu un miez din cupru. Acordul se realizează cu dioda varicap.

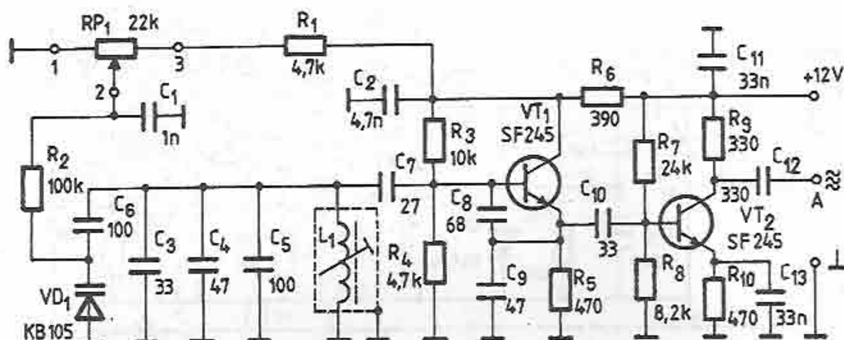


Fig. 12.6

7. OSCILATOR PENTRU BANDA DE 80 m

Oscilatorul din figura 12.7 prezintă o bună stabilitate a frecvenței și este conceput pentru banda de 80 m, respectiv 3,5 ÷ 3,8 MHz. Etajul oscilator este echipat cu un tranzistor BF256. Etajul separator are tot un tranzistor cu efect de câmp.

Obținerea unei frecvențe dorite se face prin reglarea condensatorului trimer de 25 pF. Pentru un reglaj fin al frecvenței, oscilatorul este prevăzut cu sistem RIT. Bobina se confecționează din CuEm ∅ 0,4 și are 25 de spire bobinate pe o carcasă cu diametrul de 6 mm.

Dioda varicap poate fi de orice tip.

8. OSCILATOR CU STABILITATE RIDICATĂ A FRECVENȚEI

Montajul din figura 12.8 se remarcă în special prin stabilitatea frecvenței; debitează la ieșire 50 mW, putând fi folosit într-un mixer, la emisie.

Bobinele L_1 și L_2 se construiesc pe carcase ∅6 mm prevăzute cu miez și au 8 spire CuEm 0,5.

Bobina L_1 se acordează pe frecvențele cuprinse între 16 și 16,3 MHz, iar L_2 pe 16,15 MHz.

Semnalul de la acest oscilator corelat cu semnalul benzii de 40 m creează semnal de 9 MHz pentru filtre SSB.

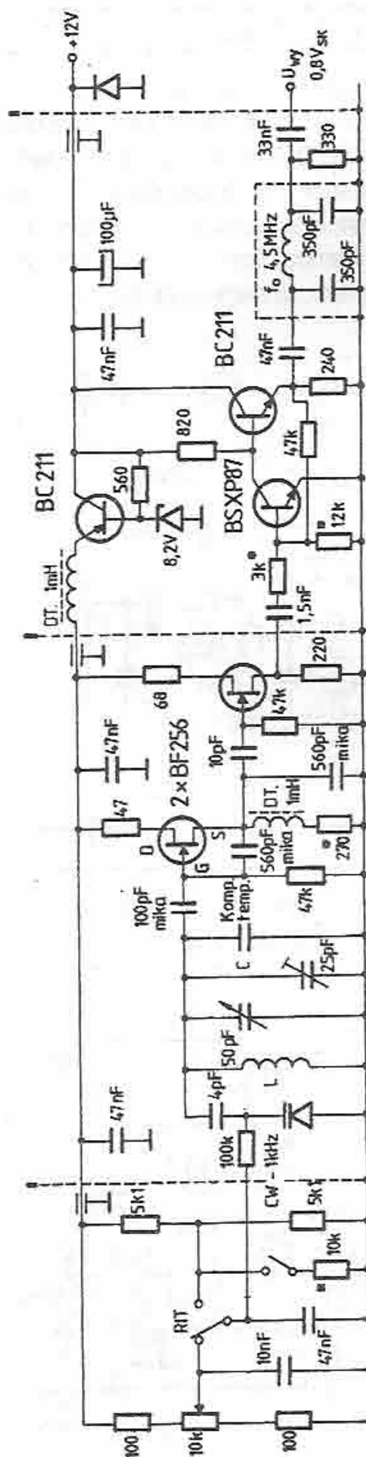


Fig. 12.7

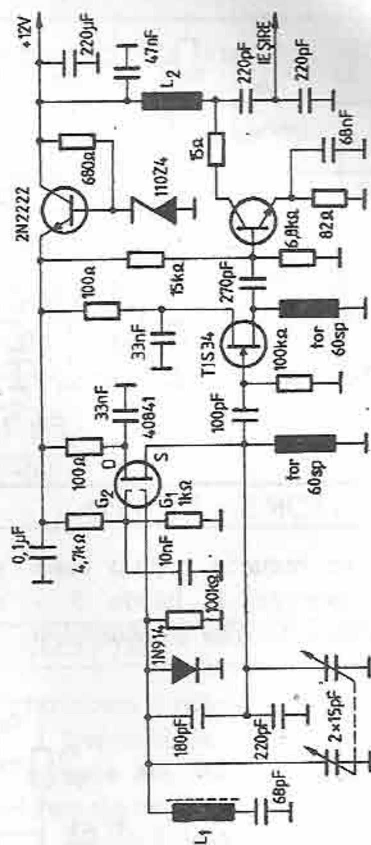


Fig. 12.8

9. OSCILATOR PENTRU BANDA DE 40 m CU TRANZISTOARE FET

Schema din figură reprezintă un oscilator de mare stabilitate pentru banda de 40 m.

Tranzistorul T_1 formează etajul oscilator, în care circuitul oscilant este format din grupul de condensatoare $C_1C_2C_3$ și bobina L_1. Condensatorul C_3 se recomandă a avea coeficient negativ de variație a capacității funcție de temperatură.

Bobina L1 se construiește pe o carcasă cu miez de ferită US, având aproximativ 14 spire. Variația frecvenței, de aproximativ 75 kHz, este asigurată de C_6. Bobina L_2, aproximativ identică cu L_1, se acordează pentru maximum de semnal la ieșire.

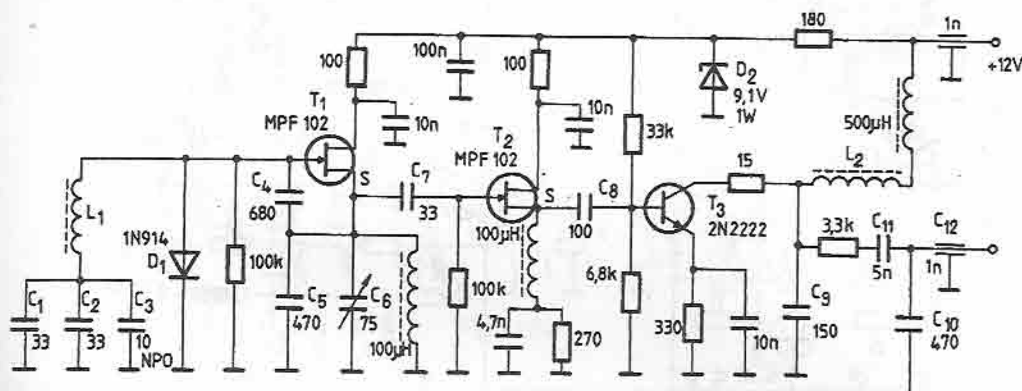


Fig. 12.9

10. OSCILATOR 5 ÷ 5,5 MHz

Oscilatorul se remarcă printr-o bună stabilitate a frecvenței în banda 5 ÷ 5,5 MHz. Alegerea nivelului semnalului și reglarea formei sinusoidale a semnalului se face prin semireglabilul R_9.

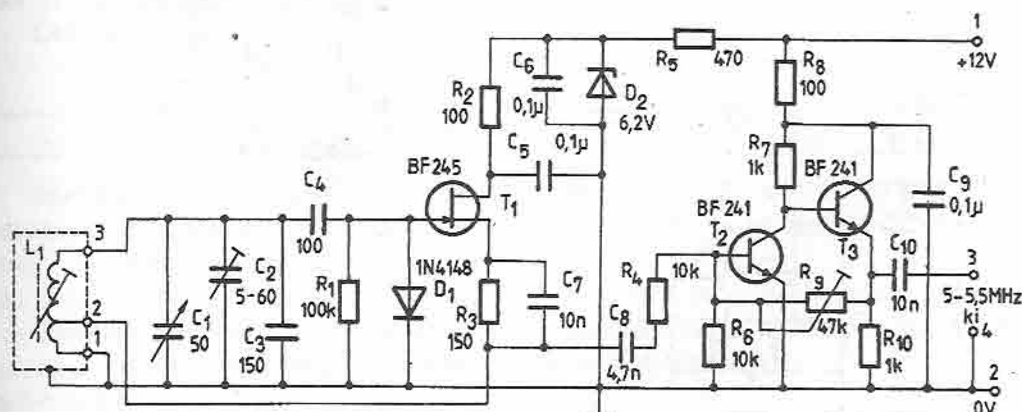


Fig. 12.10

11. OSCILATOR FRANKLIN

Un oscilator de bandă caracterizat printr-o mare stabilitate a frecvenței, util atât în radioreceptoare cât și în emițătoare, se obține cu un montaj de tip Franklin. Elementele de bază sunt două tranzistoare FET. Frecvența de lucru a oscilatorului este dictată de circuitul oscilant din grila primului tranzistor.

Pentru ca sarcina să nu modifice funcționarea oscilatorului, sunt montate tranzistoarele T_3 și T_4.

Montajul este alimentat cu 9 V, plusul fiind legat la masă.

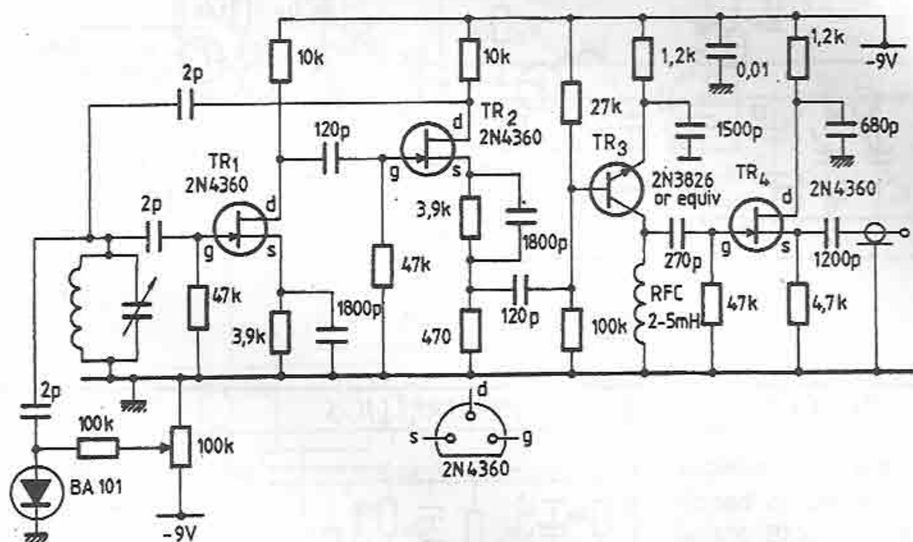


Fig. 12.11

12. OSCILATOR PENTRU EMISIE / RECEPȚIE

O variantă interesantă de oscilator ce poate genera un semnal atât pentru receptor cât și pentru emițător este dată în schema electrică alăturată. Etajul oscilator este construit cu un tranzistor cu efect de câmp de tip BF245. Se observă că în paralel cu circuitul oscilant $L_1C_1C_2C_3C_4$ este montată o diodă varicap BA125. Capacitatea proprie a diodei va determina o modificare a regimului de oscilație.

Stabilirea exactă a valorii capacității diodei varicap se obține cu un divizor cu rezistoare și potențiometrul P_1.

Decalajul de frecvență între emisie și recepție are valoarea frecvenței intermediare din receptor.

Sistemul de comutare este asigurat de contactele unui releu.

În locul diodei BA125 se poate monta oricare alt tip de diodă varicap. Dioda D_2 este de tip PL9V1Z. Tranzistorul BF245 poate fi înlocuit cu BFW11, iar tranzistoarele T_2 și T_3 pot fi BC107, BF214 etc. (Figura 12.12).

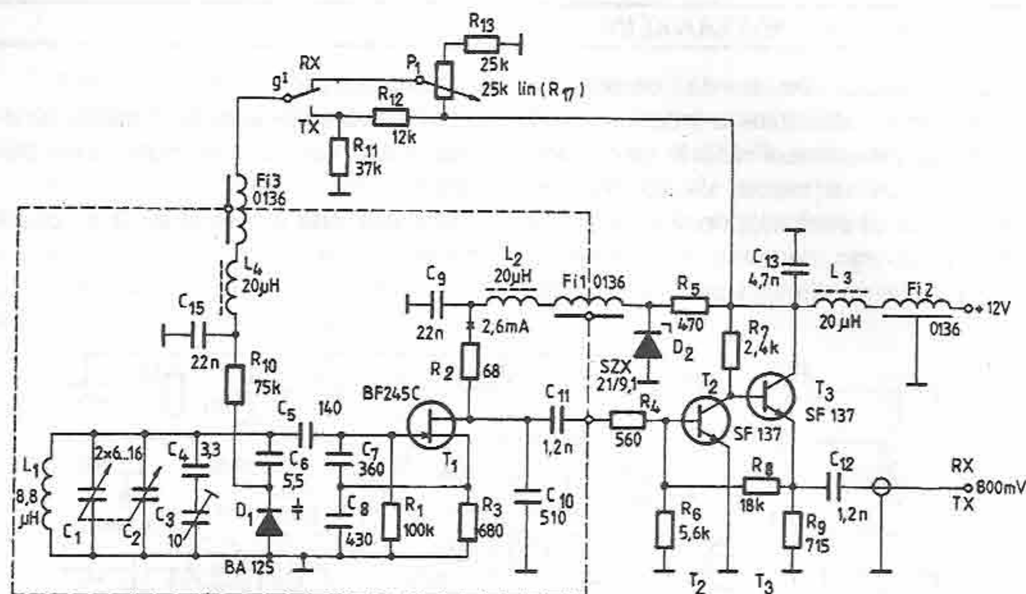


Fig. 12.12

13. GENERATOR DE ACORD PENTRU UUS

Generatorul servește pentru acordul în bandă al blocurilor UUS (64 ÷ 75 MHz).

Primul etaj este un oscilator. Bobina L_1 este construită cu sârmă CuEm 0,8 și are 7 spire, un diametru de 7 mm și o lungime de 10 mm (nu are carcasă).

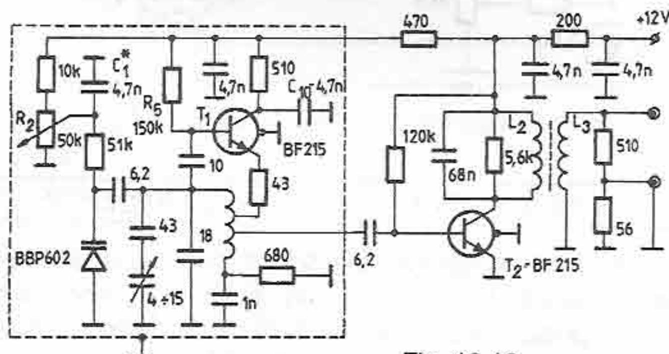


Fig. 12.13

Rezistorul din emitorul tranzistorului se cuplează la spira 6. Cuplajul se face la spira 2.

Bobinele L_2 și L_3 se construiesc pe o carcasă cu diametrul de 6 mm cu miez de ferită.

L_2 are 7 spire CuEm 0,8, iar L_3 are 6 spire CuEm 0,4.

La ieșire, valoarea semnalului este de 100 mV sau 10 mV.

14. OSCILATOR ALIMENTAT LA TENSIUNE SCĂZUTĂ

Oscilatorul a cărui schemă este prezentată în figura 12.14 poate fi alimentat cu o singură baterie de 1,5 V. În tabelul de mai jos sunt date valorile componentelor din schemă pentru diferite valori ale frecvenței de oscilație.

Subgame	Domeniul frecvenței	Inductanța	Rezistența
1	130 ... 380 kHz	2 mH	82 kΩ
2	370 ... 1300 kHz	230 µH	39 kΩ
3	1,2 ... 3,6 MHz	23 µH	12 kΩ
4	3,5 ... 11 MHz	2,3 µH	2,7 kΩ
5	10 ... 30,5 MHz	0,23 µH	390 Ω

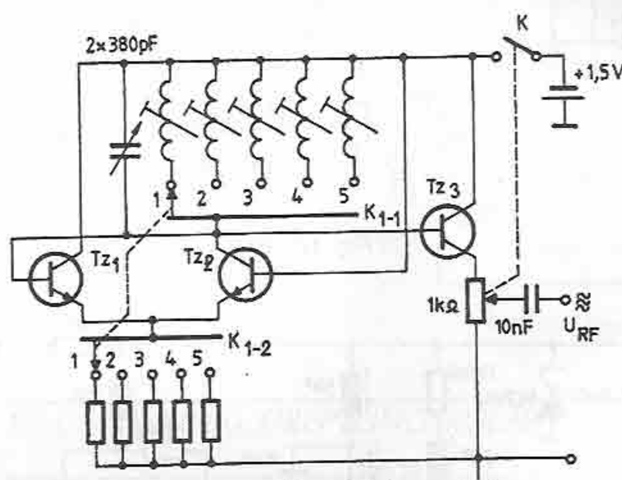


Fig. 12.14

15. OSCILATOR LOCAL PENTRU UM ȘI US

În figura 12.15 este prezentată schema electrică a oscilatorului local pentru UM și US3 din radioreceptorul Jupiter.

16. OSCILATOR PENTRU BANDA DE 3,5 MHz

Caracteristicile oscilatorului a cărui schemă este prezentată în figura 12.16 sunt următoarele:

– banda de frecvență este de 3,5 ÷ 3,9 MHz;

– alunecarea frecvenței pe oră 150 ÷ 200 Hz (după circa două ore de funcționare stabilitatea oscilatorului crește);

– valoarea semnalului de ieșire în emitorul tranzistorului T_2 este $U_w = 6\ V_w$ (la ieșire se obține aproximativ 1 V_w).

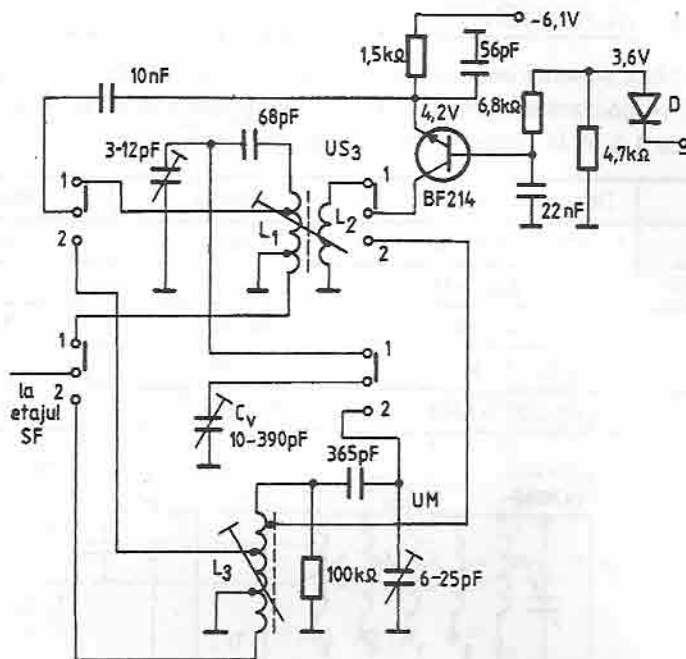


Fig. 12.15

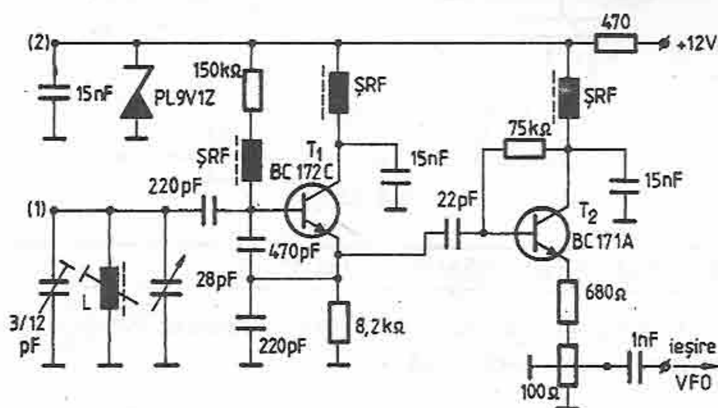
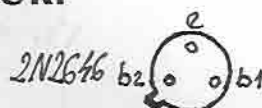


Fig. 12.16

GENERATOARE DE IMPULSURI



1. GENERATOR DE IMPULSURI CU TUJ

Cu tranzistorul unijoncțiune 2N2646 se poate construi generatorul de impulsuri din figura 13.1.

Frecvența acestor impulsuri este controlată din potențiometrul de 1 MΩ. Conectând condensatorul C_2 la punctul b_1, impulsurile la ieșire au polaritate pozitivă. Condensatorul C_2 poate fi conectat și la b_2, impulsurile culese având polaritate negativă.

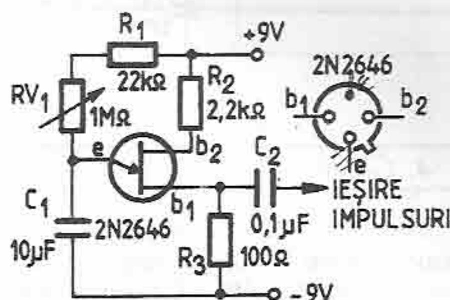


Fig. 13.1

2. GENERATOR DE SEMNAL DREPTUNGHIULAR / DINTE DE FIERĂSTRĂU

Cu trei circuite integrate de tip K1YT401A se poate construi un generator ce debitează semnal în dinte de fierăstrău și semnal dreptunghiular.

Formele și frecvența acestor semnale sunt dictate de componentele RC din schemă. Frecvența maximă ce se poate obține este de 7,5 kHz.

Alimentarea se face cu tensiune de 6,3 V.

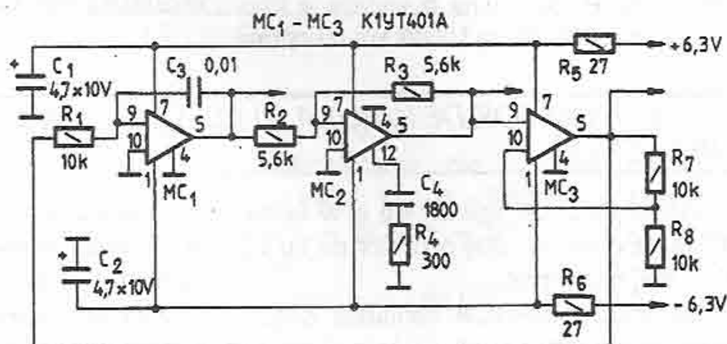


Fig. 13.2

3. GENERATOR DE IMPULSURI CU FRECVENȚĂ VARIABILĂ

Cu circuitul 555 se poate construi un generator de impulsuri cu frecvență variabilă. Limitarea și stabilizarea amplitudinii sunt asigurate de două diode 1N4148.

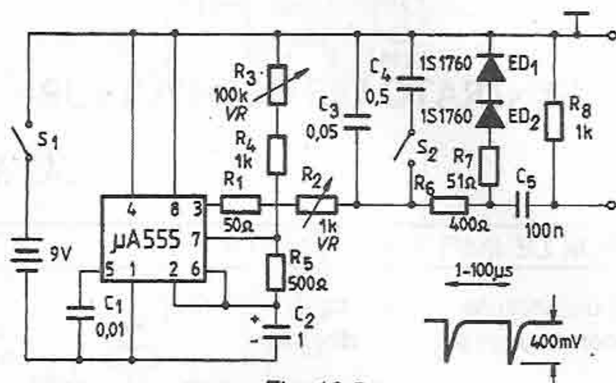


Fig. 13.3

4. GENERATOR DE IMPULSURI 100 ÷ 10000 Hz

Utilizând pentru T_1 un tranzistor 2N2646 (TUJ) și tranzistoare pentru T_2 și T_3, se poate construi un generator de impulsuri a cărui schemă este dată în figura 13.4.

Semnalele de la T_1 sunt aplicate pe baza lui T_2. Tranzistoarele T_2 și T_3 formează un multivibrator monostabil. Montând $C_1 = C_2 = C_4 = 10$ nF, prin reglajul lui R_1 se obține o variație a frecvenței între 100 Hz și 10000 Hz cu durata impulsului între 50 și 500 µs.

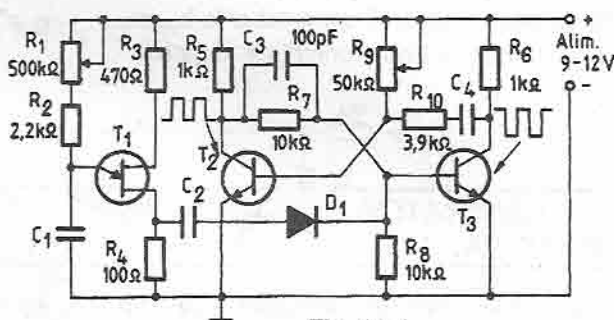


Fig. 13.4

5. GENERATOR DE IMPULSURI CU STABILITATE MARE A FRECVENȚEI

Generatorul din figura 14.5 este format din două etaje: un etaj oscilator de tip LC și un etaj multivibrator.

Semnalul sinusoidal comandă basculearea multivibratorului, la ieșirea căruia se obțin impulsuri dreptunghiulare.

Oscilatorul are bobina construită pe oală de ferită. Numărul de spire depinde de frecvența ce urmează a fi generată.

Semnalul generat are amplitudinea și frecvența foarte stabile.

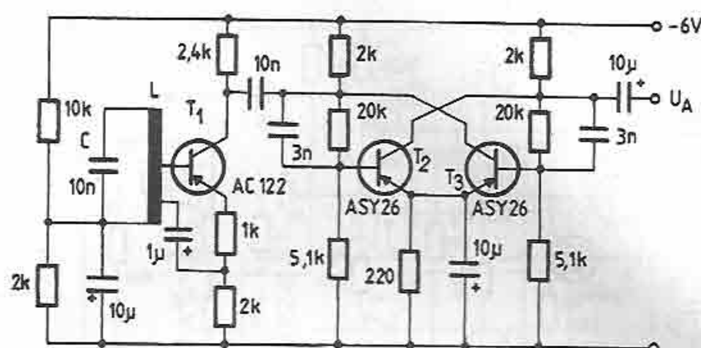


Fig. 13.5

6. GENERATOR DE TENSIUNE LINIAR VARIABILĂ

Pentru vobularea unui oscilator, sau căutarea automată a posturilor în UUS, este necesară o tensiune liniar crescătoare. Această tensiune se obține de la montaje speciale, cum este și cel alăturat, în care elementul principal este un tranzistor TUJ. Frecvența impulsurilor este determinată de grupul RC montat în poarta tranzistorului 2N1671.

Generatorul este prevăzut și cu un comutator pentru polarizarea manuală a diodei varicap (varactor) din oscilatorul de radiofrecvență.

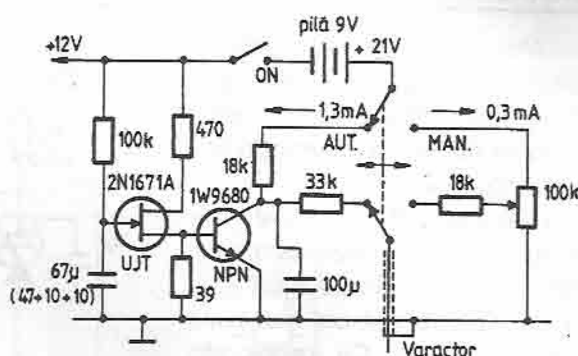


Fig. 13.6

7. GENERATOR DE SEMNAL TRIUNGHIULAR / DINTE DE FIERĂSTRĂU

Un generator cu semnal dinte de fierăstrău sau triunghiular este prezentat în figura 13.7.

Elementele din schemă asigură generarea unor frecvențe ce acoperă banda audio.

Sunt prezentate și formele semnalelor pe cele trei ieșiri.

Tranzistoarele din schemă se pot înlocui astfel: KP103 = BF245 sau BFW11; 2T6821 = BC160 = BD136; 2T6554 = BD135.

Diodele sunt 1N4148.

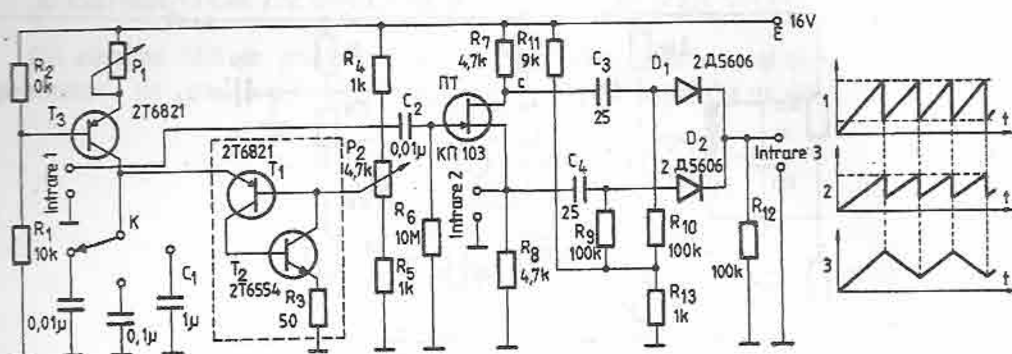


Fig. 13.7

8. GENERATOR DE SEMNAL DREPTUNGHIULAR DE FRECVENȚĂ MARE

Montajul conține o singură capacitate de cuplaj între emitoarele tranzistoarelor. Valorile rezistoarelor din emitor determină forma impulsurilor.

Rezistorul R_4 evită saturația tranzistorului T_2. Rezistoarele din colectoare au valoare mică spre a favoriza fronturi cât mai bune ale impulsurilor. Cu valorile din schemă se obține un semnal dreptunghiular cu frecvența de 10 MHz.

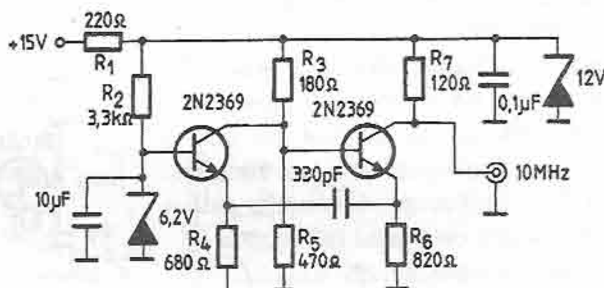


Fig. 13.8

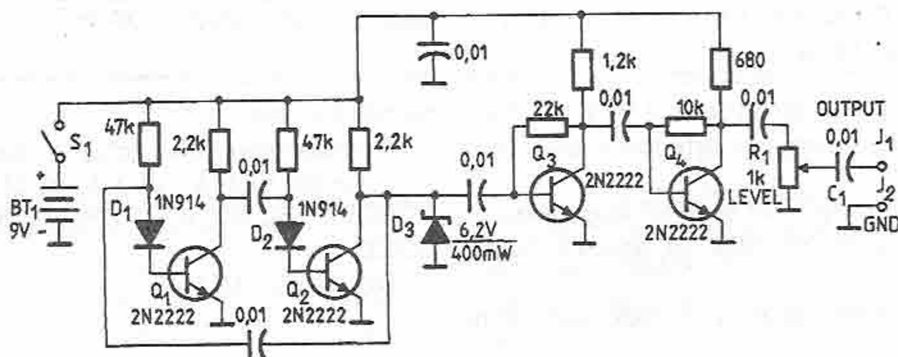
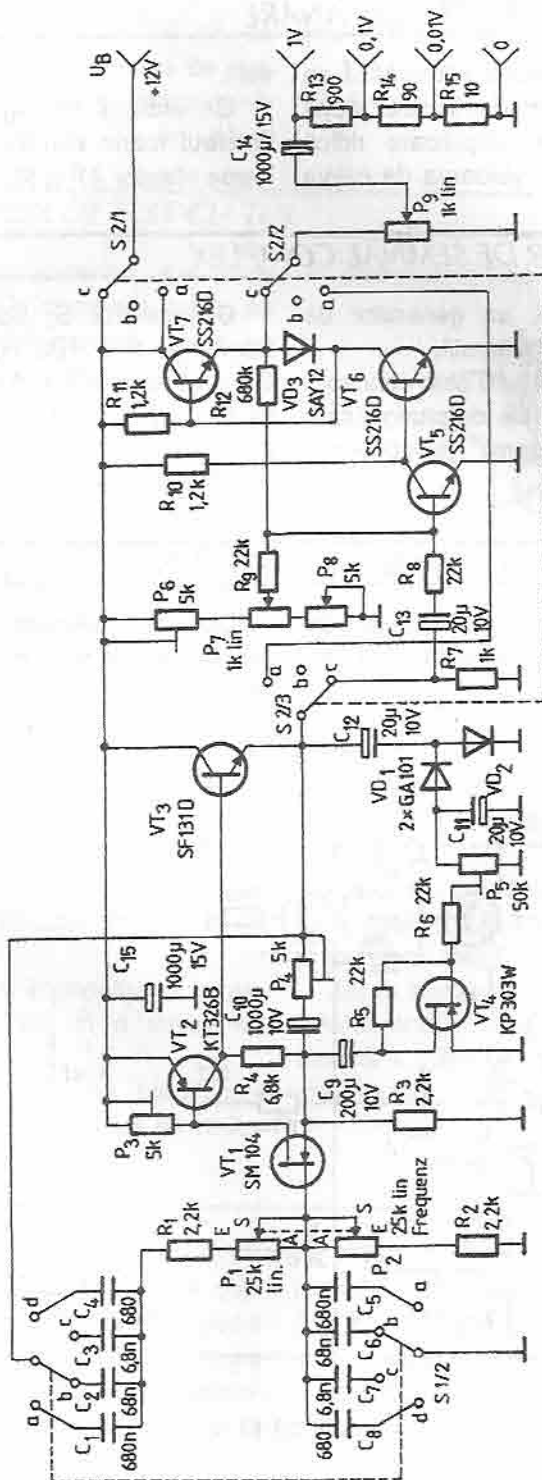


Fig.13.9



U_B
+12V
1V
0,1V
0,01V
0
R13 900
R14 90
R15 10
C14 1000µ/15V
P9 1k lin
S 2/1
S2/2
a b c
VT7 SS216D
R11 1,2k
R12 680k
VD3 SAY12
VT6 SS216D
VT5 SS216D
R10 1,2k
R9 22k
P6 5k
P7 1k lin
P8 5k
R8 22k
C13 20µ 10V
R7 1k
S 2/3
C12 20µ 10V
VT3 SF131D
VD1 2×GA101
VD2
C11 20µ 10V
P5 50k
R6 22k
C15 1000µ 15V
C10 1000µ 10V
P4 5k
R5 22k
VT4 KP303W
VT2 KT326B
R4 6,8k
C9 200µ 10V
R3 2,2k
P3 5k
VT1 SM 104
R1 2,2k
P1 25k lin.
E S A
P2 25k lin Frequenz
R2 2,2k
C1 680n
C2 68n
C3 6,8n
C4 680
C5 680n
C6 68n
C7 6,8n
C8 680
S 1/2

Fig. 13.10

9. GENERATOR PENTRU DEPANARE

Primele două tranzistoare formează un oscilator de undă dreptunghiulară, după care, două etaje de amplificare ridică nivelul acestei unde la valoarea de câțiva volți.

Generatorul din figura 13.9 se poate construi foarte comod, fiind util în depanarea etajelor AF și RF.

10. GENERATOR DE SEMNAL COMPLEX

Pentru laboratoare, un generator de semnal complex este foarte util.

Schema din figura 13.10 este concepută spre a debita semnale dreptunghiulare și sinusoidale într-o gamă de 10 Hz – 100 kHz.

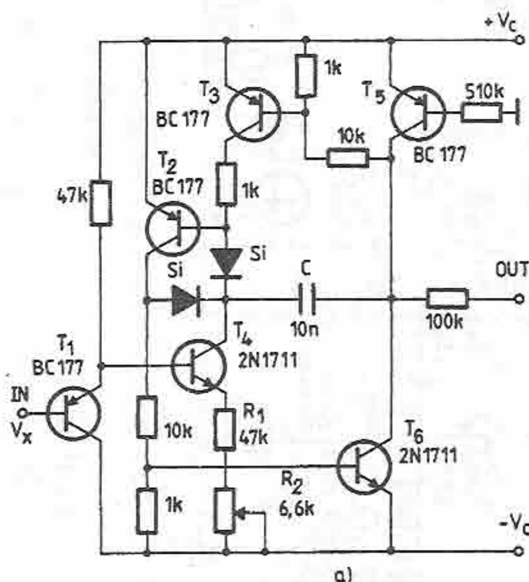
Comutatorul S_1 schimbă gamele de frecvență: 8 ÷ 100 Hz; 80 ÷ 1000 Hz; 0,8 ÷ 10 kHz; 8 ÷ 100 kHz, iar S_2, regimul de lucru (a = sinusoidal, c = dreptunghiular).

11. OSCILATOR CONTROLAT ÎN TENSIUNE

Este realizat în baza unei scheme de multivibrator și asigură o liniaritate bună (cca. 1%).

Dacă se notează $R = R_1 + R_2$ și alimentarea se face cu tensiuni simetrice, atunci:

$$f = \frac{1}{2}RC\,(1 + V_x).$$



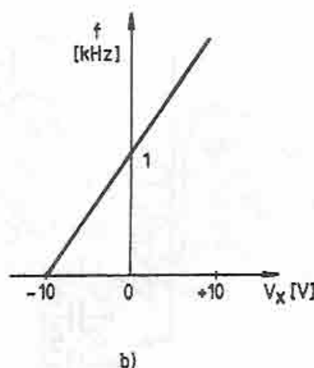


Fig.13.11

Dacă: R = 56 kΩ și C = 10 nF, se obține, pentru Vx = 0, o frecvență de cca. 1 kHz (figura 14.11.b). Prin introducerea unor diode în serie cu T_3 se poate îmbunătăți compensarea termică.

Lista de piese: T_1, T_2, T_3, T_5 = BC177, BFY64; T_4, T_6 = BC108, 2N1711.

12. GENERATOR DE TEST CU TUJ

Pentru verificări curente ale unor aparate, în special în domeniul audio, se poate folosi semnalul provenit de la un generator ce are în componența sa un tranzistor TUJ. (Figura 13.12).

Frecvența semnalului generat este determinată de valoarea componentelor R_1 – C_1. Semnalul util se culege de pe rezistorul R_4 și are amplitudinea de aproximativ 100 mV, când alimentarea montajului se face la 9 V.

Tranzistorul este de tip 2N2646.

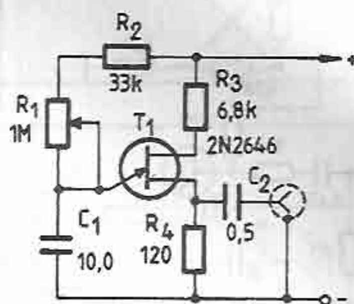


Fig.13.12

13. COMUTATOR PENTRU OSCILOSCOP

Comutatorul electronic prezentat în schema din figura 13.13 creează posibilitatea vizualizării simultane a două semnale electrice pe ecranul unui osciloscop prevăzut doar cu o singură intrare și cu un singur amplificator.

Schema asigură o impedanță de intrare mai mare de 500 kΩ și o viteză de comutare ridicată.

La intrare, pentru fiecare canal sunt utilizate amplificatoare repetoare pe emitor și, prin polarizarea bazelor primelor tranzistoare, se stabilește pe ecran poziția semnalelor.

Sincronizarea trecerii celor două semnale este stabilită de multivibratorul D_1, construit cu circuitul integrat MMC4011.

De la tranzistorul V_9 se aplică oscilatorului semnal de sincronizare, iar de la tranzistorul V_{10} se aplică cele două semnale la intrarea Y a osciloscopului.

14. EFECTE SONORE

Montajul din figura 13.14 permite obținerea unor semnale AF cu diferite efecte sonore, cum ar fi: fading, vibrare, percuție etc. Diferitele efecte se obțin prin schimbarea poziției terminalelor A, B, C, D la ieșirea circuitului IK2. În schemă IK1 este βE555, IK2 este un circuit 4020, iar IK3 este de tipul 4011.

Ieșirea generatorului se aplică unui amplificator.

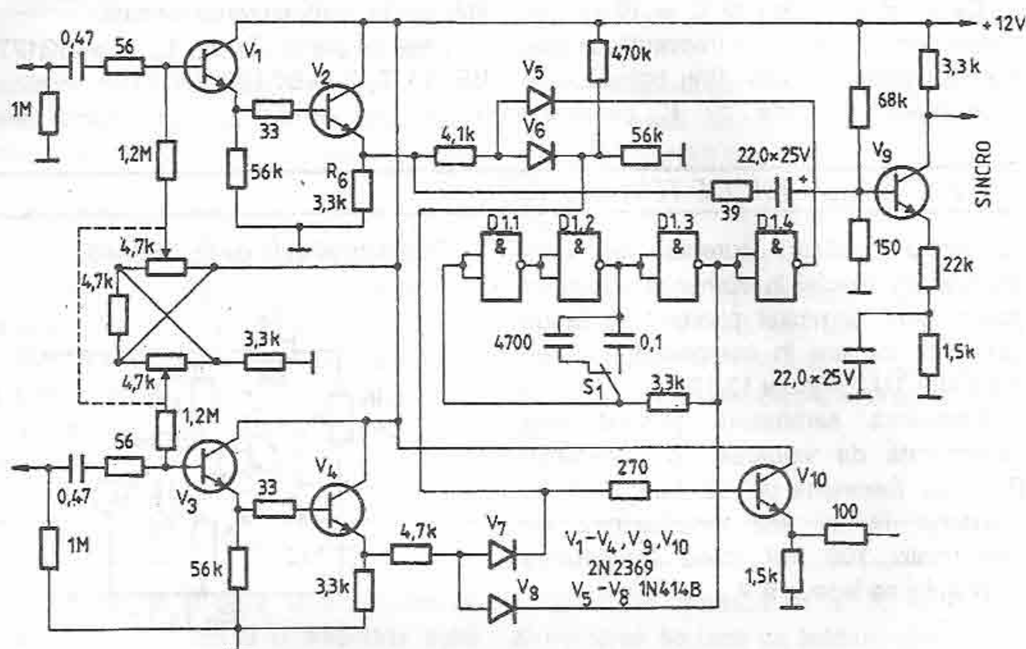


Fig. 13.13

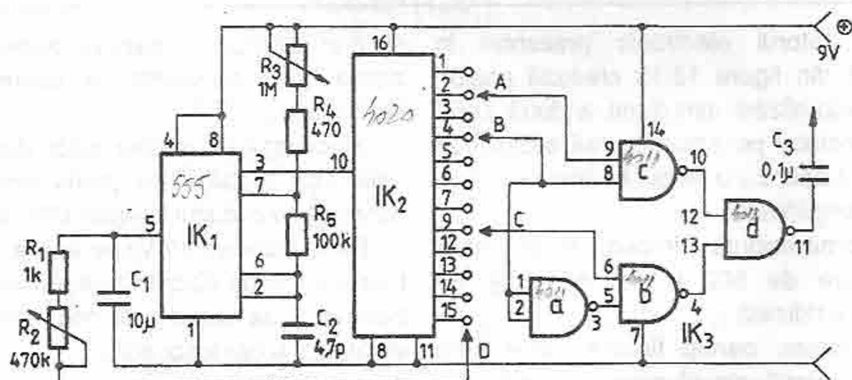


Fig. 13.14

15. LUMINĂ DINAMICĂ CU LED

Montajul emite semnale luminoase într-un anumit ritm (destul de lent).

Tranzistorul TUJ 2N2646 produce impulsuri cu frecvența ce se stabilește din potențiometrul R1 = 1 MΩ; aceste impulsuri comandă tranzistorul BC179 (pnp cu siliciu) și acesta comandă dioda LED.

Montajul poate fi folosit, de exemplu, pentru indicarea ritmului muzicii la un cor de copii. (Figura 13.15).

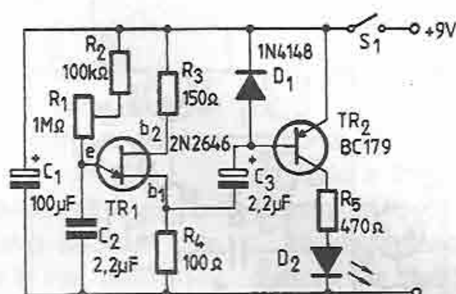


Fig. 13.15

16. GENERATOR DE TEST

Cu un circuit CDB400 se poate construi un generator de impulsuri util în depanarea televizoarelor. Se obțin impulsuri de joasă frecvență de 300 Hz (pentru amplificatorul video și partea de audiofrecvență), dar și impulsuri de aproximativ 18 MHz pentru partea de radiofrecvență.

Reglajul fin al frecvenței se face din potențiometrul de 10 kΩ. Alimentarea montajului se face cu 4,5 V.

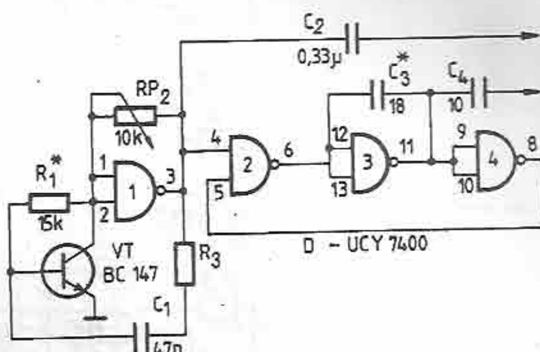


Fig. 13.16

17. GENERATOR DE SEMNALE DREPTUNGHIULARE

Oscilatorul de bază din figura 13.17 este format cu circuitul E555, care în cele patru game generează următoarele frecvențe: 626 ÷ 14400 Hz; 62,6 ÷ 1440 Hz; 6,26 ÷ 44 Hz; 0,626 ÷ 14,4 Hz.

Semnalele de la oscilator sunt aplicate unui circuit basculant, care la rândul său, comandă o sursă de tensiune reglabilă (Q_3).

În acest mod, semnalul dreptunghiular (obținut de la circuitul basculant) variază ca amplitudine între 3 și 13 V, dacă tensiunea de alimentare este mai mare decât 13 V.

De la tranzistorul Q_3, semnalul se aplică etajului final, format din tranzistoarele Q_9 și Q_{10}. Celelalte tranzistoare formează un regulator.

Diodele sunt de tipul 1N914, iar tranzistoarele: $Q_1 = Q_2 = Q_4 = Q_5 = Q_6 = Q_8$ = BC337; Q_3 = BC252; $Q_9 = Q_{10}$ = BD135; Q_7 = BD136.

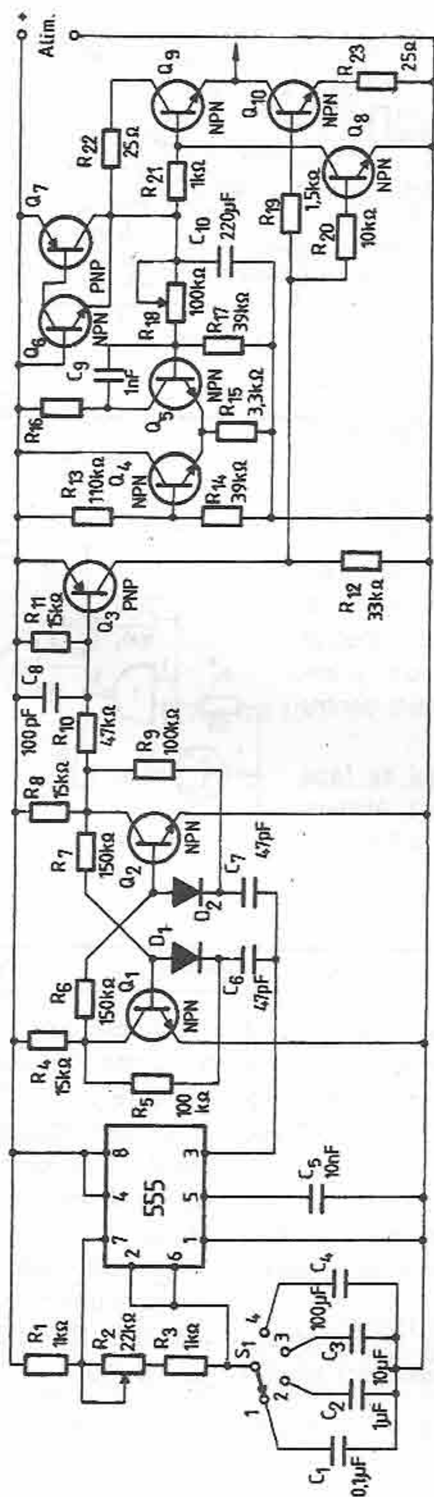

Alim.
+
R1 1kΩ
R2 22kΩ
R3 1kΩ
S1
1 2 3 4
C1 0,1µF
C2 1µF
C3 10µF
C4 100µF
555
C5 10nF
R4 15kΩ
R5 100 kΩ
R6 150kΩ
Q1 NPN
D1
D2
C6 47pF
C7 47pF
R7 150kΩ
Q2 NPN
R8 15kΩ
R9 100kΩ
R10 47kΩ
C8 100pF
R11 15kΩ
Q3 PNP
R12 33kΩ
R13 110kΩ
Q4 NPN
R14 39kΩ
R15 3,3kΩ
Q5 NPN
R16
C9 1nF
Q6 NPN
Q7 PNP
R17 39kΩ
R18 100kΩ
C10 220µF
R21 1kΩ
R22 25Ω
Q9 NPN
Q10 NPN
R23 25Ω
R19 1,5kΩ
R20 10kΩ
Q8 NPN

Fig. 13.17

18. COMUTATOR CU 4 CANALE PENTRU OSCILOSCOP

Montajul permite vizualizarea pe un osciloscop obișnuit a patru semnale independente, cu frecvența maximă de până la 300 kHz.

Cele patru semnale se aplică la grupuri de diode care se deschid succesiv prin comanda unui generator în inel, realizat cu tranzistoare.

Tranzistoarele $VT_1 \div VT_4$ sunt de tipul BC170. Diodele sunt de tipul BA244. Circuitul integrat de comandă este CMOS și poate fi înlocuit, cu unele ajustări, cu circuitul MMC4011.

Nivelul semnalului pentru deschiderea diodelor se stabilește din potențiometrele $RP_1 \div RP_4$.

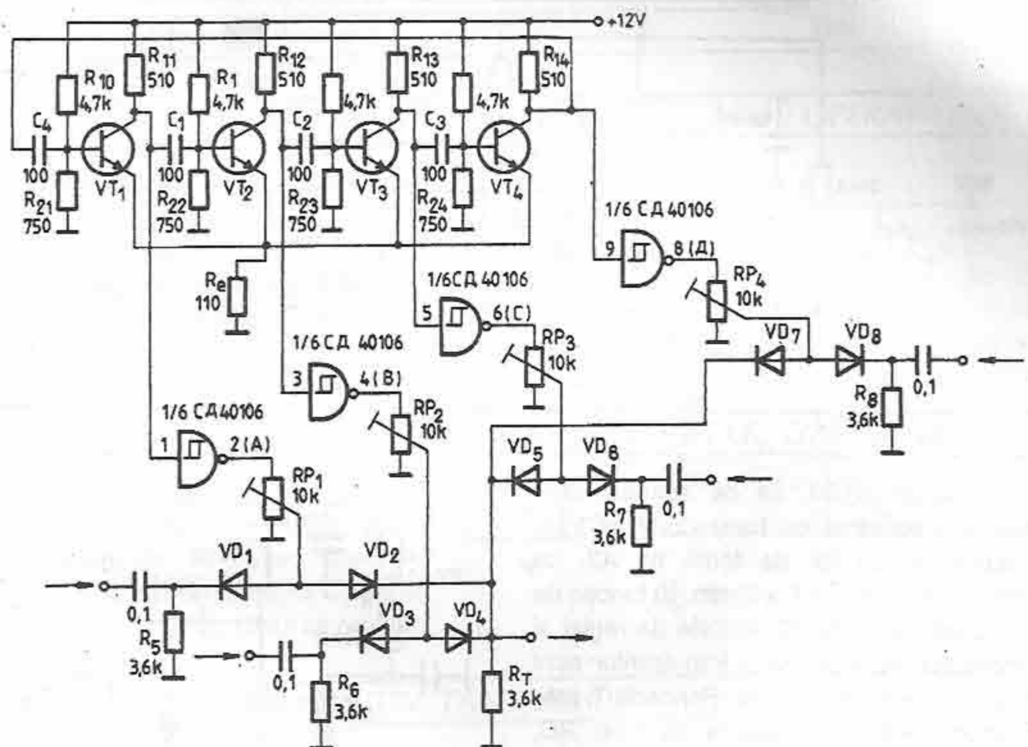


Fig. 13.18

19. SURSĂ DE TENSIUNE LINIAR VARIABILĂ

O sursă de tensiune liniar variabilă, cu un grad mare de liniaritate și cu o rată mare a reglajului în frecvență (>20/1), este prezentată în figura 13.19. Condensatorul C este încărcat de un curent constant I, a cărui valoare se reglează cu tensiunea pe pinul 3 al circuitului integrat βA741N. Descărcarea condensatorului se face prin multivibratorul realizat cu circuitul integrat βE555. În tabel se prezintă rezultatele experimentale obținute cu diferite valori ale lui C.

C	f_{min} (kHz)	f_{max} (kHz)	$\alpha = f_{max} / f_{min}$
720 pF	23	512	22,16
1000 pF	16,6	381,58	22,98
4,7 nF	4,042	104,54	25,86
14,7 nF	1,5	40	26,66
47,7 nF	0,76	19	25
114,7 nF	0,3	8	26,66
1014,7 nF	0,036	1	27,77

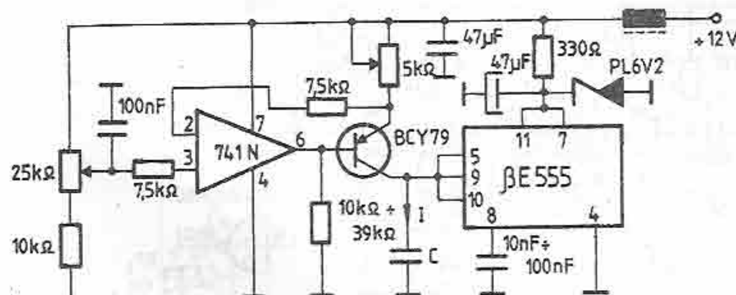


Fig. 13.19

20. BLOCKING CU TRANZISTOR BCY 59

În figura 13.20, se dă schema unui blocking construit cu tranzistorul BCY59, realizat cu un tor de ferită tip A3, cu dimensiunile de 9 x 6 x 2 mm. În funcție de valoarea capacității C, limitele de reglaj al frecvenței de repetare a impulsurilor sunt date în tabelul de mai jos. Perioada T este proporțională cu constanta de timp RC, constanta de proporționalitate putând fi ușor măsurată experimental.

Tensiunea de ieșire depinde de numărul de spire din secundar (N_s).

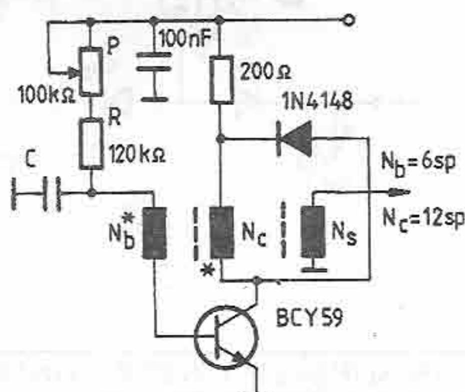


Fig. 13.20

C (nF)	f_{min} (kHz)	f_{max} (kHz)
300	1,04	1,61
100	1,58	2,47
43	2,38	3,94

C (nF)	f_{min} (kHz)	f_{max} (kHz)
17	3,82	6,36
10	5,76	9,52
7,8	8,81	12,63
4,7	11,68	18,46
2,4	17,79	28,72
1,7	27,04	47,23
1,1	45,43	76,62
0,81	73,6	125

21. GENERATOR DE IMPULSURI CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

Introducând în diagonala punții realizate cu rezistoarele R_1, R_2, R_3 și condensatorul C_1 un amplificator operațional, se pot obține impulsuri cu frecvență foarte bine controlată.

Când la bornele lui C_1 apare o anumită tensiune, la ieșirea circuitului integrat apare un impuls ce provoacă deschiderea tiristorului. În această situație, C_2 se descarcă prin R_4 și R_5. Aceasta îl aduce pe T_1 în regim de saturație, ceea ce provoacă, descărcarea lui C_1. După descărcarea lui C_1, ciclul se repetă.

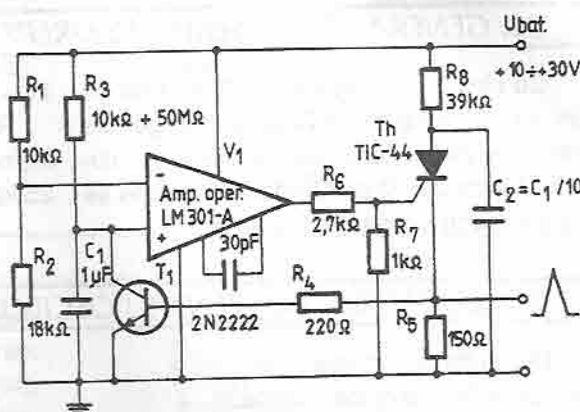


Fig.13.21

22. GENERATOR CONTRA ȚÂNȚARILOR

La țânțari, numai femelele sunt cele care produc neplăcutele înțepături.

Relativ recent s-a constatat că unele sunete, asemănătoare cu cele emise de țânțarii masculi, produc îndepărtarea femelelor; aceste sunete au frecvența de circa 5 kHz și numai în cazuri deosebite femelele sunt sensibile la frecvențe mai mari (10 ÷ 15 kHz).

Schema alăturată este de fapt un multivibrator care, cu elementele indicate, produce un semnal cu frecvența de 5 kHz.

Micșorând valoarea unuia din condensatoare, frecvența semnalului crește. Astfel, dacă în loc de 82 pF montăm 47 pF, frecvența crește la peste 10 kHz.

Se recomandă utilizarea unor căști piezoceramice; în lipsa acestora, se pot folosi căști obișnuite.

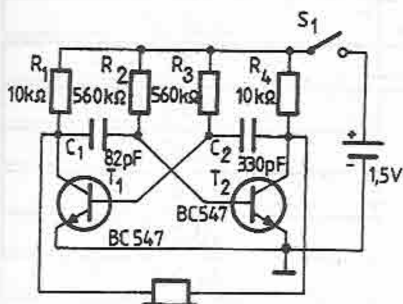


Fig. 13.22

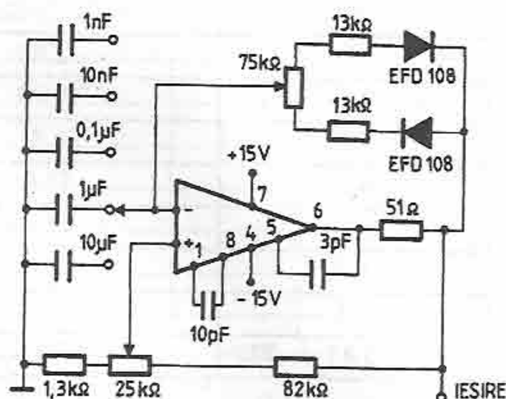


Fig. 13.23

23. GENERATOR DE SEMNALE DREPTUNGHIULARE 20 Hz ÷ 20 kHz

Cu circuitul din figura 13.23, realizat cu un circuit integrat μA709, se pot genera semnale dreptunghiulare cu frecvența cuprinsă între 20 Hz și 20 kHz. Generarea se face în patru subgame: 2 ÷ 20 Hz; 20 ÷ 200 Hz; 200 ÷ 2000 Hz și 2 ÷ 20 kHz.

Reglajul frecvenței și al nivelului de ieșire se stabilește din potențiometrul de 25 kΩ.

24. „LUPĂ" DE TIMP PENTRU OSCILOSCOP

De multe ori, în montajele cu circuite integrate logice apare o interferență între impulsuri cu durate mari (peste 1 ms) și impulsuri înguste (sub 1 μs). Dacă baza de timp a osciloscopului este reglată pentru a se vizualiza impulsul de peste 1 ms, cel sub 1 μs nu se va putea observa și invers.

Circuitul din figura 13.24.a lasă să treacă neschimbat impulsul cu lățimea peste 1 ms, iar în locul celui foarte îngust furnizează un impuls de aproximativ 0,1 ms, ușor de observat pe osciloscop

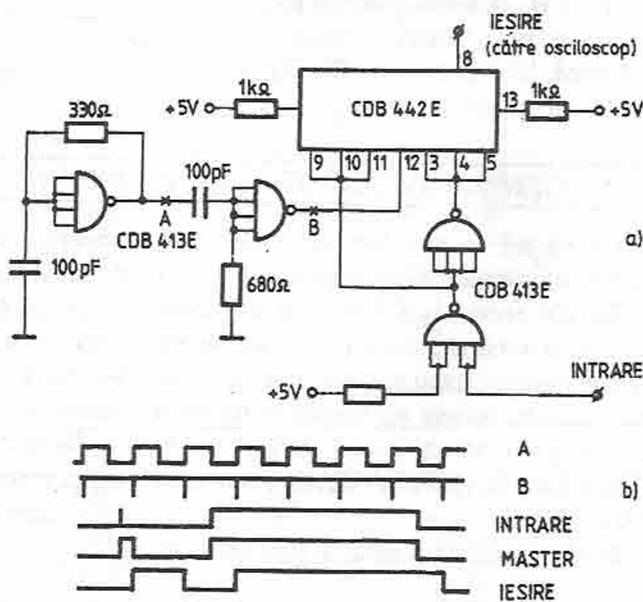


Fig. 13.24

(lățimea impulsului se poate stabili după dorință, prin mărirea sau micșorarea condensatorului de 100 nF).

În timpul stării logice „1" a latch-ului JK, master-ul acționează ca un latch de tip T și informația apare la ieșire când nivelul este „0". Oscilatorul cu trigger-Schmitt și circuitul de derivare RC furnizează impulsuri negative. Impulsurile de foarte scurtă durată care apar între două impulsuri de tact schimbă starea master-ului. Astfel, pe durata unei perioade de tact, va apărea un impuls la ieșirea slave-ului. Formele de undă asociate funcționării schemei sunt prezentate în figura 13.24.b.

25. GENERATOR CONTRA ȚÂNȚARILOR

Schema din figura 13.25 reprezintă un mic generator ce poate debita o frecvență între 1,9 și 15 kHz.

Semnalul este emis de o cască telefonică. Frecvența exactă se stabilește din potențiometrul de 100 kΩ (în prezența țânțarilor).

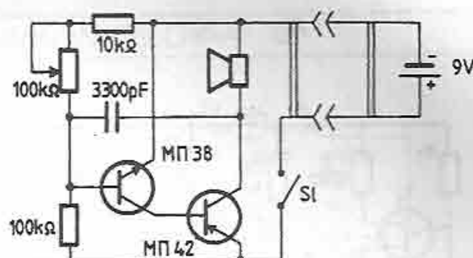


Fig.13.25

26. GENERATOR MORSE

Un multivibrator cu două tranzistoare poate servi la învățarea alfabetului Morse. Alimentat cu 9 V, generatorul din figura 13.26 furnizează o frecvență de 100 Hz, cu un nivel suficient spre a fi ascultat în cască.

Se pot folosi tranzistoare BC107.

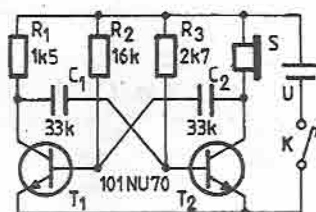


Fig.12.26

27. GENERATOARE CU TUJ

În figurile 13.27 ÷ 13.30 sunt prezentate mai multe variante de generatoare de semnale „dinți de fierăstrău" realizate cu tranzistoare unijoncțiune.

Variația frecvenței de ieșire a generatorului din fig. 13.30, în funcție de valorile componentelor:

C (nF)	P (kΩ)	kHz
50	10	0,6 – 1,5
30	25	1 – 3

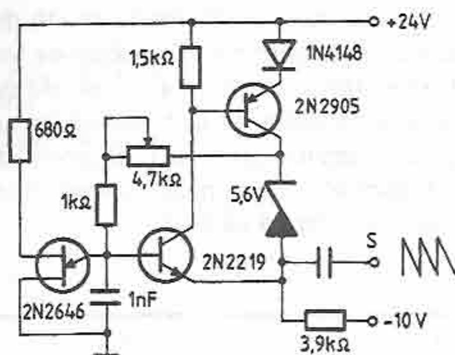


Fig. 13.27

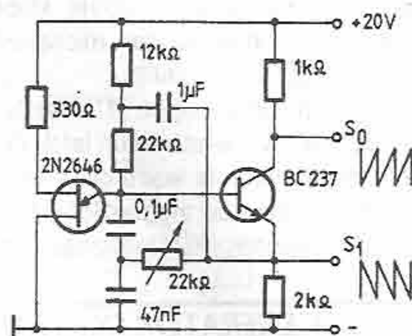


Fig. 13.28

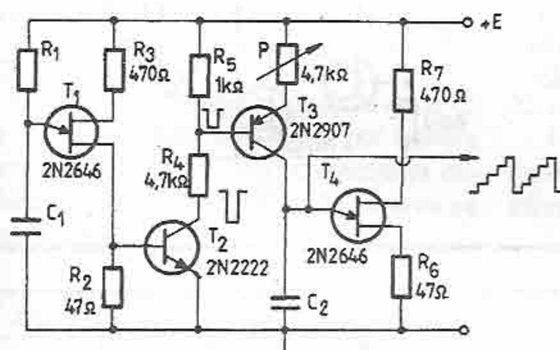


Fig. 13.29

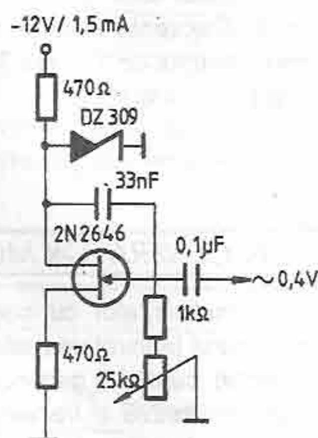


Fig. 13.30

FILTRE DE RF, SUMATOARE ȘI DIVIZOARE DE SEMNAL

1. FILTRU PENTRU ELIMINAREA ARMONICELOR

Eliminarea armonicelor generate în special de emițătoarele tranzistorizate se poate realiza folosind filtre.

Un asemenea filtru este prezentat alăturat; se cuplează între ieșirea emițătorului și antenă. Bobinele sunt construite astfel: $L_1 = L_2$ = 21 spire; $L_3 = L_4$ = 15 spire; $L_5 = L_6$ = 11 spire; L_7 = L8 = 9 spire; $L_9 = L_{10}$ = 7 spire. Toate bobinele se construiesc pe miezuri toroidale de ferită cu sârmă CuEm 0,6. Filtrul poate fi folosit până la puteri de 60 W.

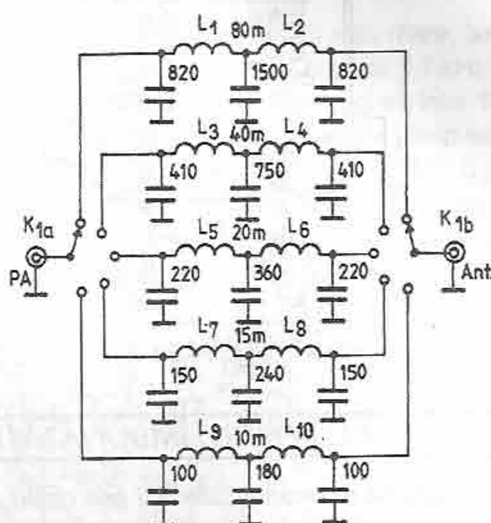


Fig. 14.1

2. FILTRU OPREȘTE-BANDĂ PENTRU 144 MHz

Filtrul prezentat are menirea de a împiedica pătrunderea semnalelor de la emițătoarele ce lucrează în banda de 2 m, în televizoare, deci este un filtru de tip oprește-bandă.

Acest filtru este format din trei circuite oscilante. Frecvențele de rezonanță sunt repartizate astfel:

- L_1C_1 = 144 MHz;
- L_2C_2 = 145 MHz;
- L_3C_3 = 146 MHz.

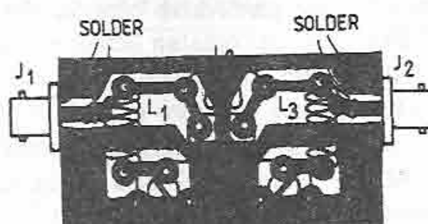


Fig. 14.2

L_1 și L_3 sunt construite din sârmă CuEm 0,6 și au câte 10 spire cu diametrul de 8 mm. Bobina L_2 are două spire din aceeași sârmă și cu același diametru.

3. FILTRU TRECE-BANDĂ PENTRU 144 MHz

Spre a nu perturba alte emisiuni în VHF cu armonice sau produse de modulație ale emițătorului din banda de 144 MHz, este recomandabil să folosim un filtru trece-bandă.

Filtrul se compune din două circuite oscilante simetrice, montate într-o cutie de tablă.

Fiecare bobină are 4 spire din sârmă cu diametrul de 3 mm. Diametrul interior al bobinei este de 22 mm. Condensatoarele de acord au 3 ... 12 pF.

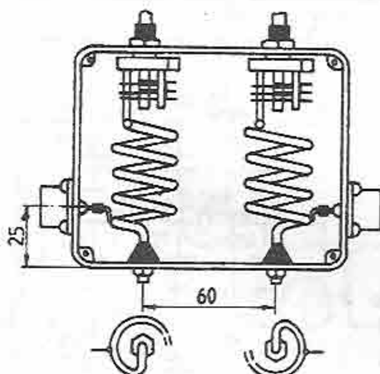


Fig. 14.3a

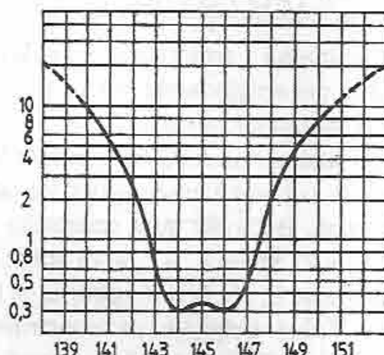


Fig. 14.3b

4. FILTRU PENTRU ÎMBUNĂTĂȚIREA RECEPȚIEI TV PRIN CABLU

Calitatea echipamentelor TV prin cablu, dar în special reglarea necorespunzătoare a acestora (de exemplu: ecartul între două programe alăturate) pot duce la apariția pe ecranul TV a imaginilor cu dungi sau a sunetului distorsionat.

Luând în considerare că banda alocată pentru TV prin cablu este între 50 MHz și 400 MHz și că majoritatea echipamentelor sunt de import, deci în normă CCIR, la care banda unui program este de 7 MHz (cu ecartul purtătoarei de sunet la 5,5 MHz), rezultă valoarea maximă a numărului de programe posibil de transmis

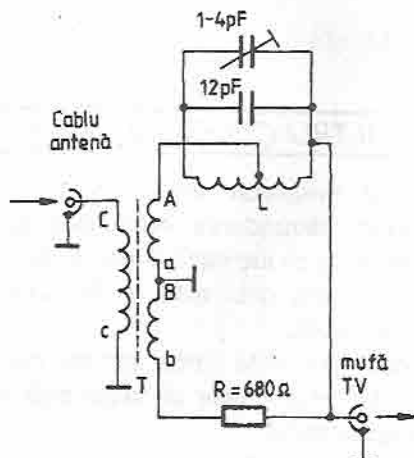


Fig. 14.4

prin cablu (Nr. prog. max.):

Nr. prog. max. = (400 ÷ 50) MHz / 7 MHz = 350 MHz / 7 MHz = 50 programe.

Cu toate că la noi în țară nu s-a ajuns încă la acest număr de programe, nu sunt puține cazurile când interferențele amintite mai sus apar pe ecranul TV. Dacă purtătoarea de sunet/imagine f_{pi} = 5,5 MHz a unui program nu este suficient rejectată, aceasta va interfera cu spectrul canalului adiacent inferior și va produce o imagine sau un sunet necorespunzător la beneficiar. În acest caz, cei care deservesc echipamentul vor mări ecartul dintre programe la mai mult de 7 MHz în detrimentul numărului de programe, care va scădea. Filtrul din figura 1 are în gama (50 ÷ 300) MHz o atenuare de maxim 2,5 dB, iar la frecvența de rejectat atinge chiar 50 dB.

5. FILTRU CU CRISTAL DE CUARȚ CU BANDA DE TRECERE COMUTABILĂ

Ca elemente de comutare, filtrul cu cuarț din figura 14.5 utilizează tranzistoare cu efect de câmp. Cele șase rezonatoare cu cuarț lucrează pe frecvența de 10,4 MHz.

La aplicarea unei tensiuni cuprinse între -5 și -12 V la intrarea de comandă, tranzistoarele cu efect de câmp sunt blocate, rezistența canalului este mare, iar banda de trecere a filtrului este de 2,7 kHz. Dacă se aplică o tensiune cuprinsă între 5 și 12 V, tranzistoarele cu efect de câmp se deschid și condensatoarele C_6, C_8, C_{10}, C_{13} se conectează în paralel cu rezonatoarele, iar banda de trecere se îngustează până la 0,7 kHz.

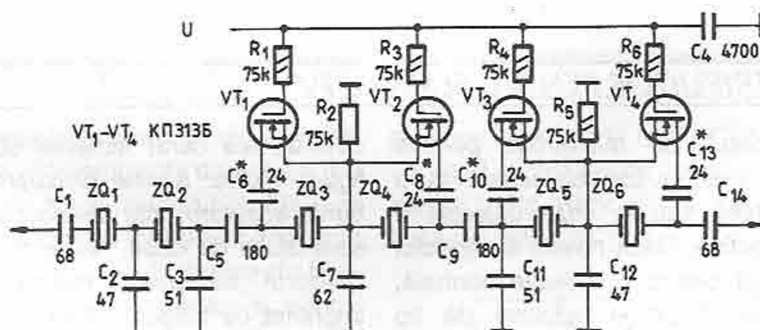


Fig.14.5

6. SUMATOR PENTRU ANTENE ÎN BENZILE DE 144 MHz ȘI 432 MHz

Cu acest montaj se pot cupla antenele de 144 MHz și 432 MHz la un singur cablu de coborâre. Circuitele se acordează astfel:

– $L_1C_1 = L_3C_3$ = 432 MHz;

– $L_2C_2 = L_4C_4$ = 144 MHz;

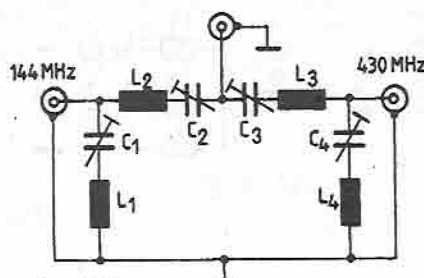


Fig. 14.6

Bobinele L_1, L_3 au câte 3 spire CuAg 0,8, lungimea bobinei 12,6 mm, diametrul 6 mm; bobinele L_2 și L_4 au câte 5 spire CuAg 0,8, lungimea unei bobine 20 mm și diametrul 6 mm. $C_1 = C_3 = 5$ pF, $C_2 = C_4 = 15$ pF.

7. DISTRIBUITOR PENTRU ANTENĂ TV

Sunt cazuri când de la o singură antenă TV urmează să se alimenteze mai multe televizoare.

Montajul prezentat permite alimentarea a patru televizoare prin intercalarea unor filtre adaptoare de impedanță. Evident, acest montaj se poate folosi acolo unde semnalul din antenă este suficient de puternic. Bobinele se construiesc din CuEm 0,1, cu diametrul de 4 mm și pasul de 2 mm. $L_1 = L_3 = 3$ spire, iar L_2 are 7 spire.

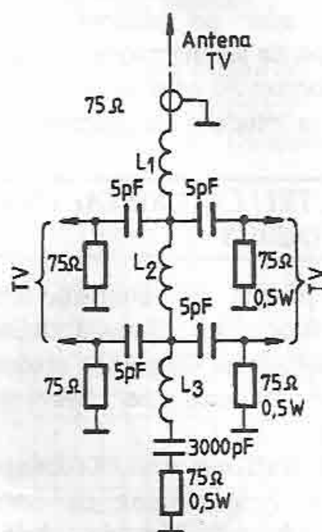
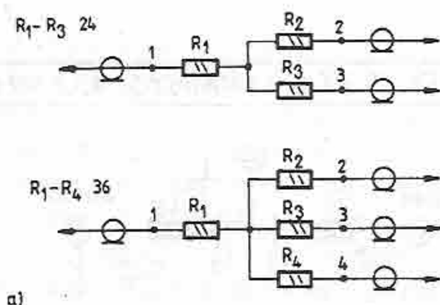


Fig. 14.7

8. DISTRIBUITOR PENTRU SEMNAL TV

Acest circuit de microunde permite conectarea mai multor televizoare la o singură antenă sau la priza coaxială a antenei colective. Dacă nivelul semnalului este suficient pentru o recepție normală, se utilizează divizoare rezistive de tip coaxial, ale căror scheme sunt date în figura 14.8.a. Aceste divizoare asigură o bună adaptare, dar micșorează puterea semnalului de două, respectiv de trei ori. Divizorul se poate realiza pe cablaj imprimat, ca în figura 14.8.b.



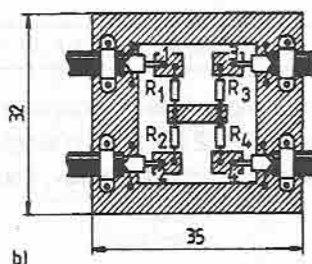


Fig. 14.8

9. DISTRIBUITOR DE SEMNAL TV CU DISPOZITIVE ACTIVE

În cazul semnalelor slabe, distribuitoarele pasive înrăutățesc și mai mult situația și, din acest motiv, se utilizează distribuitoare de putere active. Schema unei variante de distribuitor activ se prezintă în figura alăturată. Ea constă într-un amplificator realizat cu tranzistoarele de FFI, VT1 și VT2, și divizorul deja cunoscut, realizat cu rezistoarele $R_8 \div R_{10}$. Existența amplificatorului asigură o amplificare suplimentară a semnalului, până la aproximativ 15 dB pe fiecare din ieșiri. În plus, amplificarea poate fi modificată între limitele 6 ... 15 dB cu semireglabilul R_7, ceea ce permite, în caz de necesitate, să se ajusteze nivelul optim al semnalului. Amplificatorul asigură o bandă de trecere la nivelul de -3 dB, de la 20 până la 240 MHz.

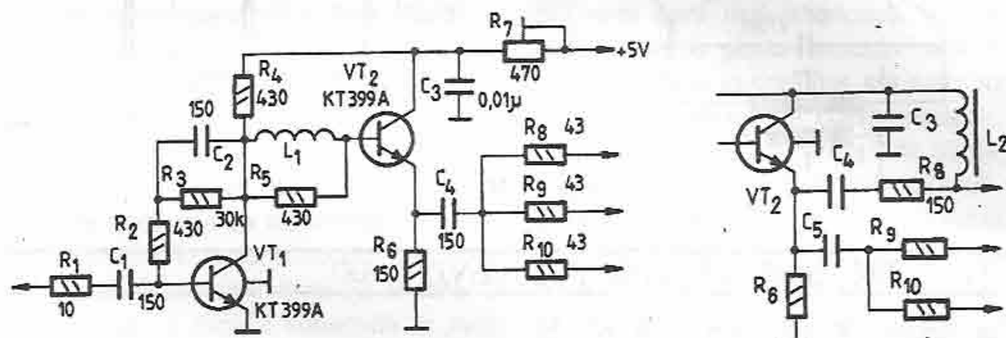


Fig. 14.9

10. FILTRU TRECE-BANDĂ HIBRID (I)

Filtrele trece-bandă hibride (FTBH) sunt filtre formate prin combinații de bobine (L), condensatoare (C) și cuarțuri (Q). Ele sunt filtre de IF, de bandă îngustă, foarte mult folosite de radioamatori, în etajele de frecvență intermediară din receptoare, pentru suprimarea unei benzi laterale în emițătoarele BLU (SSB) și, în general, acolo unde este nevoie de o selectivitate ridicată.

Cele mai răspândite sunt filtrele în sfert de punte (cu un singur cristal de cuarț) sau în semipunte (cu două cuarțuri). Filtrele cu cuarț în punte pot fi realizate numai de către fabrici specializate.

În figura 14.10.a este reprezentat un etaj de amplificare de frecvență intermediară cu tranzistorul npn BC101, care are conectat în circuitul de colector filtrul trece-bandă hibrid. Principiul de funcționare rezultă din figura 14.10.b.

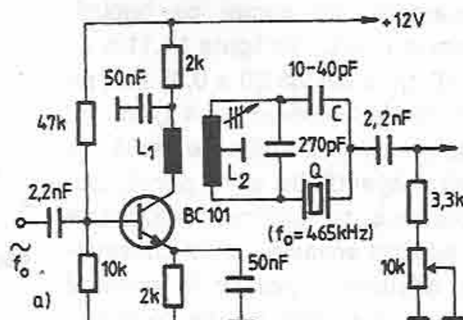
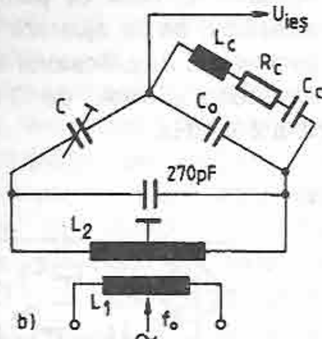


Fig. 14.10a

La o frecvență puțin diferită de f_0 = 465 kHz, cuarțul se prezintă ca o întrerupere și nu contează decât capacitatea armăturilor sale C_0. Puntea $L_2 - C - C_0$ este echilibrată cu C (acesta este rolul trimerului C) și tensiunea de ieșire $U_{ieș}$ este nulă. La frecvența f_0 = 465 kHz, puntea este puternic dezechilibrată, cuarțul reprezentând practic un scurtcircuit; tensiunea de ieșire este, în acest caz, maximă (figura 14.10.c). Cu potențiometrul de 10 kΩ se reglează banda de trecere a filtrului.



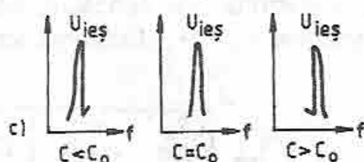


Fig. 14.10

11. FILTRU HIBRID PENTRU FRECVENȚE MARI

În figura 14.11.a este dată o variantă de filtru hibrid folosită la frecvențe mai ridicate (f_0 = 4 MHz). Se remarcă modificarea circuitului de polarizare al tranzistorului și faptul că la ieșirea punții s-a conectat un circuit derivație în loc de o rezistență, ceea ce dă rezultate mai bune. În figura 14.11.b se arată că priza mediană poate fi luată și pe condensatoare, nu numai pe bobină. Bobinele L_1 și L_2 din figura 14.11.a au 4 x 10 spire din liță 20 x 0,05 mm pe carcasă de polistiren cu 4 galeți tip „Electronica", cu miez de ferită de înaltă frecvență. De altfel, pentru toate bobinele din schemele prezentate s-a adoptat această soluție constructivă, diferența constând în numărul de spire, care este funcție de inductanța necesară.

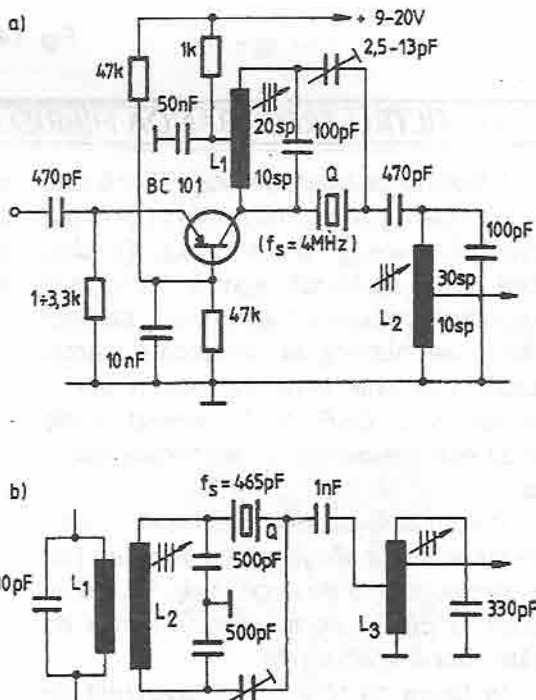


Fig. 14.11

12. FILTRU TRECE-BANDĂ HIBRID (II)

În cazul montajului din figura 14.12.a s-au folosit f_{s1} = 1095 kHz și f_{s2} = 1105 kHz, deci f = 10 kHz. În cazul în care nu se dispune de o pereche de astfel de cristale de cuarț, ci de două cristale identice (același f_s), problema se poate rezolva în două moduri:

a. reșlefuirea unuia dintre cristale, dacă este posibil (cristal necapsulat); soluția aceasta nu o recomandăm, fiind dificilă;

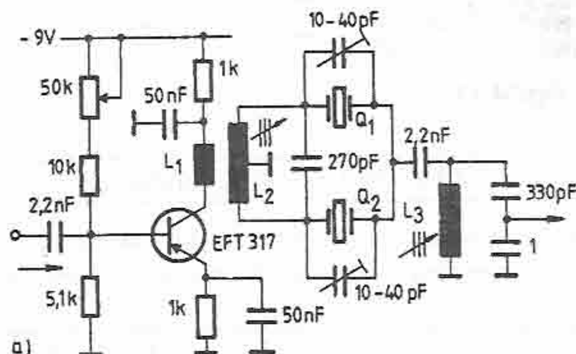
b. decalarea frecvenței $f_{s'}$ cu ajutorul unor elemente reactive (L, C) conectate în serie cu cristalul. În figurile 14.12.c și 14.12.d este arătat modul în care un condensator C, în serie cu cristalul, mărește frecvența de rezonanță serie față de valoarea ei în cazul cristalului singur; de asemenea, este explicat modul în care, în mod similar, o bobină conectată în serie micșorează frecvența de rezonanță serie.

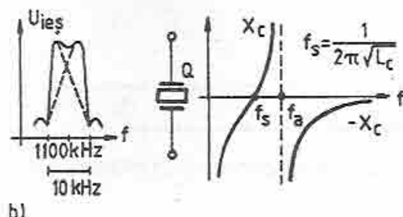
Cele două formule date permit să se calculeze C și L, pentru a obține $f_s' > f_s$ și $f_{s''} < f_s$, când se cunosc f_s, C_c și C_o.

De regulă, în cazul unui cristal de cuarț se cunoaște numai f_s (este înscrisă pe el). În acest caz C_o și C_c vor trebui măsurate. Capacitatea C_o se măsoară ca orice capacitate mică (C_c = 5 ÷ 25 pF) cu ajutorul Q-metrului, al unei punți de capacități sau al unui capacimetru. Bineînțeles, măsurătoarea se face la o frecvență diferită de f_s. Măsurarea lui C_c (ordinul sutimilor de pF) este ceva mai laborioasă, dar orice radioamator o poate executa. Mai întâi trebuie realizat un oscilator, cât mai simplu posibil, cu cristalul de cuarț respectiv, și apoi i se măsoară frecvența f_s de oscilație. Se conectează în serie cu cuarțul un condensator de capacitate C, cunoscută și de valoare mică (5 ÷ 15 pF) și se măsoară noua frecvență de oscilație f_s'. De remarcat că frecvențele f_s' și f_s' trebuie măsurate foarte precis în condiții de laborator (de exemplu, cu un frecvențmetru numeric). Cu aceste date se obține:

$$Cc = (Co + C)\left(f_{s'} / f_s - 1\right)$$

În figura 14.12.e se arată schema unui astfel de filtru. De la C și L se reglează banda filtrului. Bobina de inductanță L trebuie să aibă un factor de calitate ridicat.





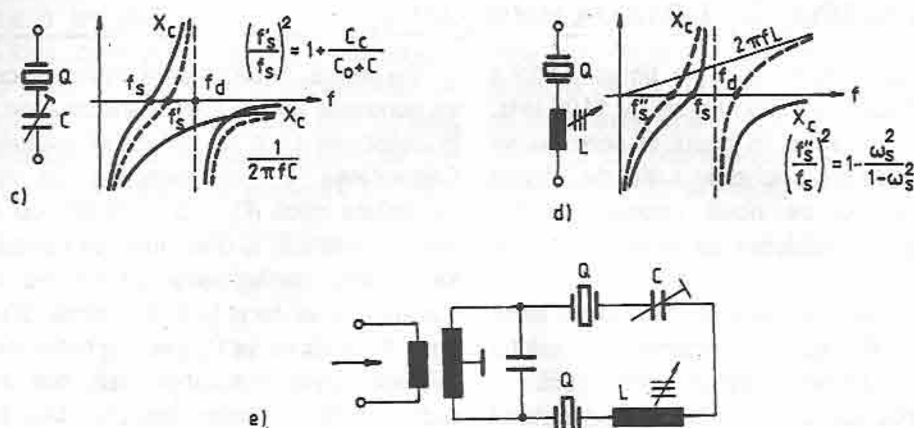


Fig. 14.12

13. FILTRU TRECE-BANDĂ HIBRID (III)

Schema electrică din figura alăturată este calculată pentru două valori ale impedanțelor de adaptare. Ambele variante asigură performanțe identice dacă valorile condensatoarelor sunt strict cele indicate. Orice abatere de la valorile calculate duce la micșorarea atenuării în banda de oprire. Bobinele se realizează pe oale de ferită de FI = 470 kHz, rebobinate conform datelor de pe schemă. Se poate utiliza sârmă de CuEm, ∅ = 0,15 ... 0,25 mm.

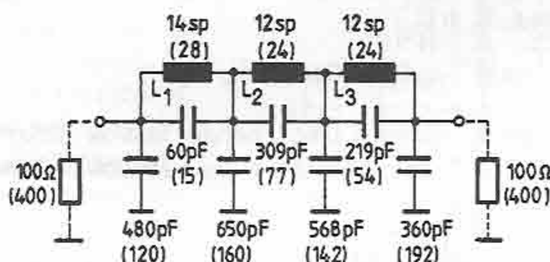


Fig.14.13

Capitolul 15

CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

1. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ PENTRU UM (I)

În figura 15.1 este prezentată schema electrică a schimbătorului de frecvență în UM cu oscilator de tip Hartley utilizat în radioreceptorul Jupiter).

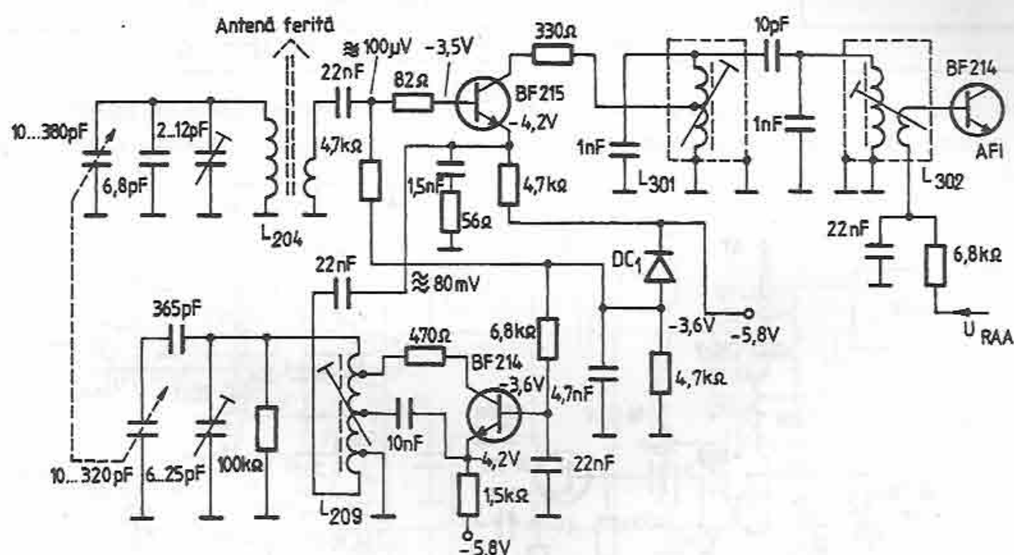


Fig.15.1

2. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ PENTRU UM (II)

În figura 15.2 este prezentată schema electrică a schimbătorului de frecvență pentru UM folosit în radioreceptorul Alfa-2.

3. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ PENTRU US

În figura 15.3 este prezentată schema de principiu a schimbătorului de frecvență autooscilator pentru US folosit în radioreceptorul Mondial.

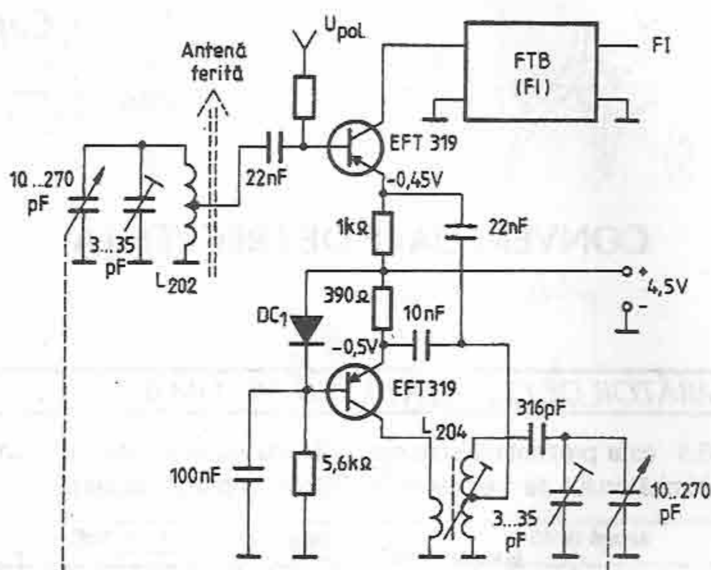


Fig. 15.2

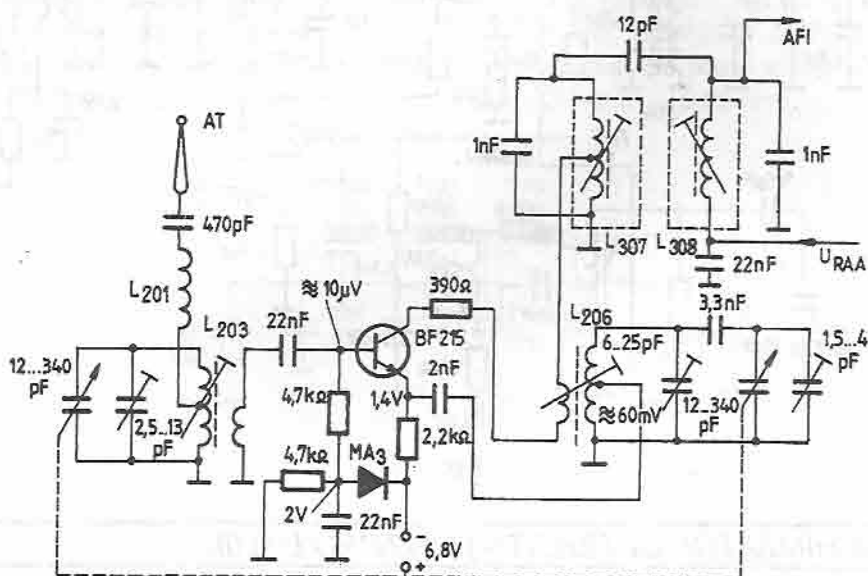


Fig.15.3

4. CONVERTOR AUTOOSCILANT

În figura 15.4 este prezentată schema de principiu a unui convertor autooscilant cu compensarea radiației parazite a oscilațiilor produse.

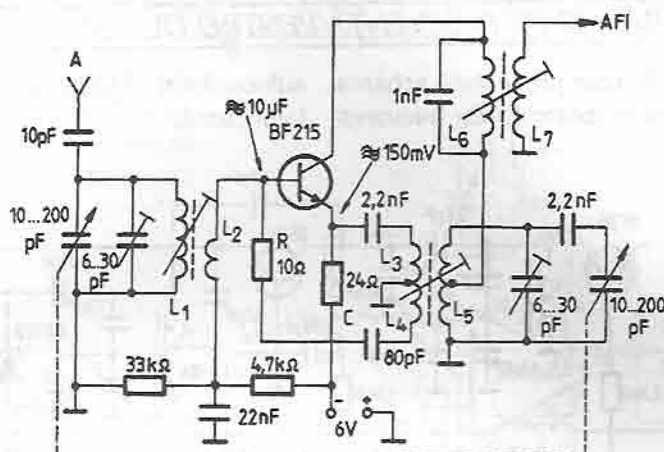


Fig. 15.4

5. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ PENTRU UUS (I)

În figura 15.5 este prezentată schema electrică a unui etaj schimbător de frecvență pentru UUS cu oscilator Colpitts, care folosește procedeul aditiv de amestec.

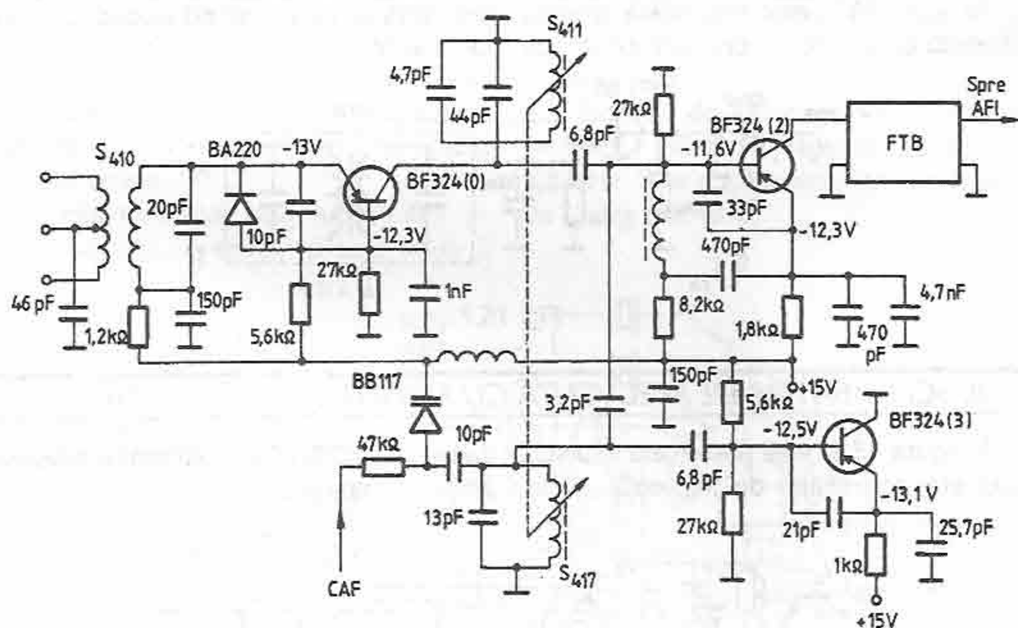


Fig. 15.5

6. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ PENTRU UUS (II)

În figura 15.6 este prezentată schema de principiu a schimbătorului de frecvență autooscilator în UUS folosit în radioreceptorul Gloria.

Fig.15.6

7. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ CU TEC

În figura 15.7 este prezentată schema electrică de principiu a unui schimbător de frecvență cu TEC, folosind procedeul aditiv de amestec.

Fig. 15.7

8. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ CU MOS-TEC

În figura 15.8 este prezentată schema unui etaj schimbător de frecvență cu un tranzistor MOS-TEC, folosind procedeul aditiv de amestec.

Fig. 15.8

9. SCHIMBĂTOR DE FRECVENȚĂ CU CIRCUIT INTEGRAT

În figura 15.9 este prezentată schema unui schimbător de frecvență realizat cu circuitul integrat CA3006 (RCA) pentru UUS.

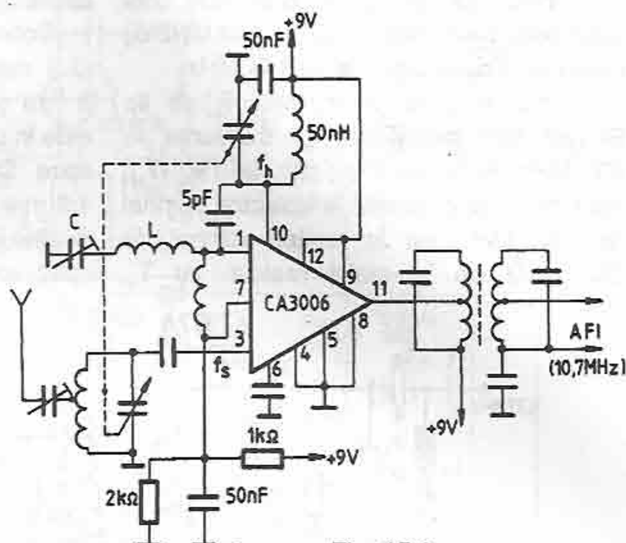


Fig. 15.9

10. CONVERTOR PENTRU BENZILE DE RADIOAMATORI

Cu două tranzistoare de tip 40673 se poate construi un convertor de foarte bună calitate pentru două benzi din gama undelor scurte.

Primul tranzistor este amplificator de radiofrecvență, iar următorul este mixer și oscilator local.

Translația de frecvență din benzile de 14 și 21 MHz se face în banda de 3,5 MHz. Cele două cuarțuri au frecvențele de 17,5 și 24,5 MHz.

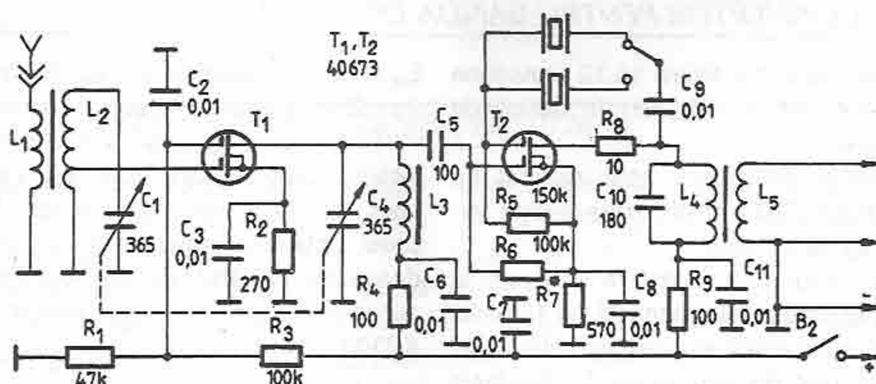


Fig. 15.10

11. CONVERTOR 432 / 144 MHz

Convertorul din figura 15.11 este utilizabil pentru recepția benzii de 432 MHz cu receptoare pentru banda de 144 MHz.

Primul etaj, cu tranzistorul T_1 de tip BFY90, este amplificator pe frecvența de 432 MHz. Al doilea tranzistor, BFY90 (T_2), este mixer și primește în colector semnal de 432 MHz, iar în emitor semnal de 288 MHz de la etajul realizat cu T_3, oscilator cu cuarț.

Bobina L_1 este construită din CuAg ∅ 1 mm, are 4 spire cu un diametru de 8 mm și lungimea de 10 mm. Bobina L_2 este în circuitul imprimat. Bobina L_3 are 3,5 spire CuAg ∅ 1 mm, cu diametrul de 4,3 mm pe carcasă UUS, priză la spira 1. Bobina L_4 are 7,5 spire, iar bobina L_5 are o spiră; ambele sunt pe carcase ∅ 4,5 UUS.

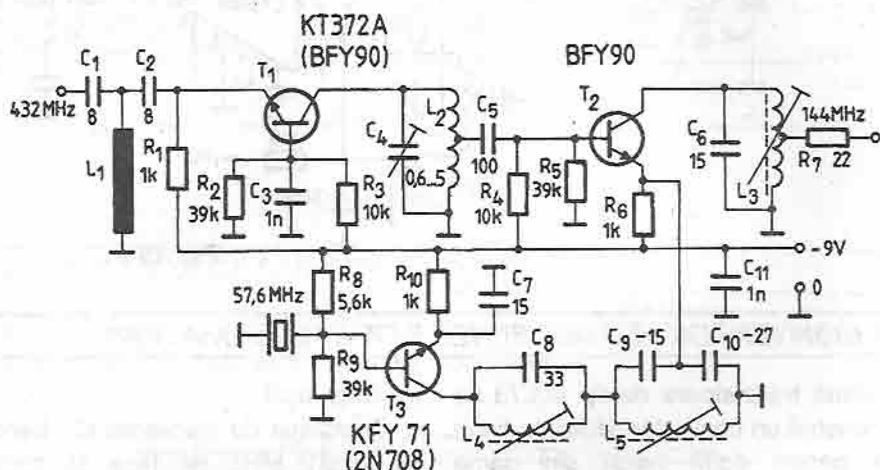


Fig. 15.11

12. CONVERTOR PENTRU BANDA DE 144 MHz

Convertorul din figura 15.12 transpune banda de 144 ÷ 146 MHz în banda de 4 ÷ 6 MHz.

Circuitul de intrare este realizat cu tranzistoare FET, amplificarea având valoarea de 100.

Oscilatorul local utilizează un cuarț cu frecvența proprie de rezonanță de 10 MHz. Mixajul semnalului cu cel al heterodinei este asigurat de tranzistorul T_4. Bobinele L_1, L_3, L_4 și L_5 asigură acordul în banda de 2 m. Bobina L_6 permite acordul pe 5 MHz.

Bobinele L_1, L_3, L_4 și L_5 au câte 7 spire. Bobina L_2 are 18 spire. Bobina L_6 are 70 de spire, bobina L_7 are 14 spire, iar L_8 are 7 spire. Bobina L_7 împreună cu C_{17} se acordează pe 17 MHz. Se pot folosi și tranzistoare BF245 în locul tranzistoarelor KP303.

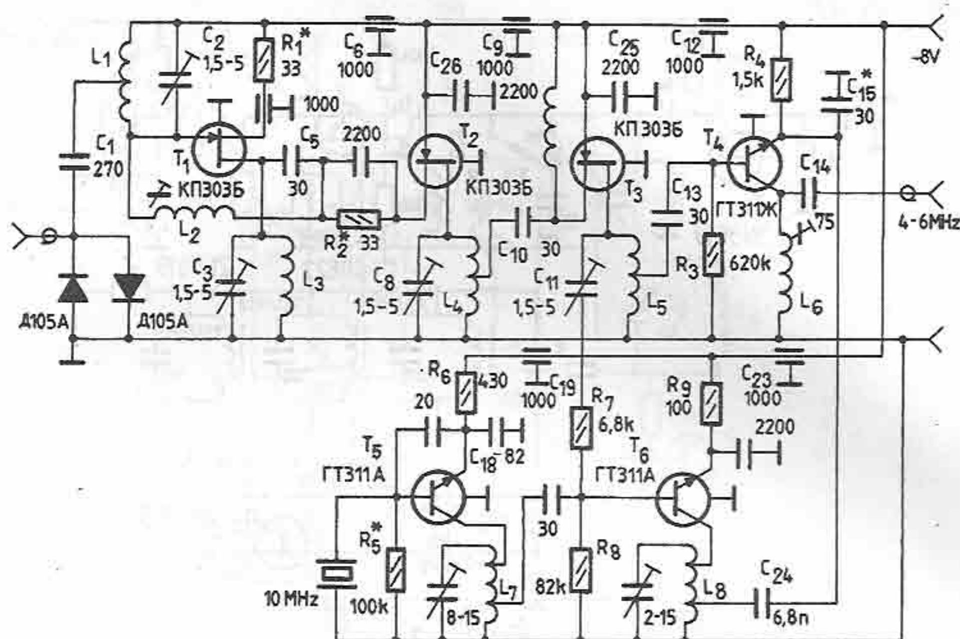


Fig. 15.12

13. CONVERTOR PENTRU BENZILE DE 7, 14 ȘI 21 MHz

Convertorul din figura 15.13 transpune benzile de 7, 14 și 21 MHz în banda de 3,5 MHz.

Pentru banda de 3,5 MHz oscilatorul este deconectat. Semnalul de la antenă este amplificat de cele trei etaje.

Când se recepționează o altă bandă, oscilatorul aplică tranzistorului MOSFET 40822 fundamentala sau o armonică a sa.

Tranzistorul 2N3819 poate fi înlocuit cu BF244 sau BF245, iar tranzistorul 40822 cu 3N140.

14. CONVERTOR PENTRU BANDA DE 10 MHz

Noile frecvențe alocate radioamatorilor necesită modificarea aparatelor concepute pentru benzile mai vechi.

Recepția benzii de 10 MHz se poate face cu un receptor de 7 MHz și convertorul din figura 15.14. Acesta are un oscilator pilotat cu cuarț pe 3,1 MHz al cărui semnal este aplicat pe una din porțile tranzistorului 40673 (G2). Pe poarta G1 a aceluiași tranzistor se aplică semnalul de la antenă.

Circuitele de intrare și de ieșire ale amplificatorului sunt acordate pe 10,11 MHz.

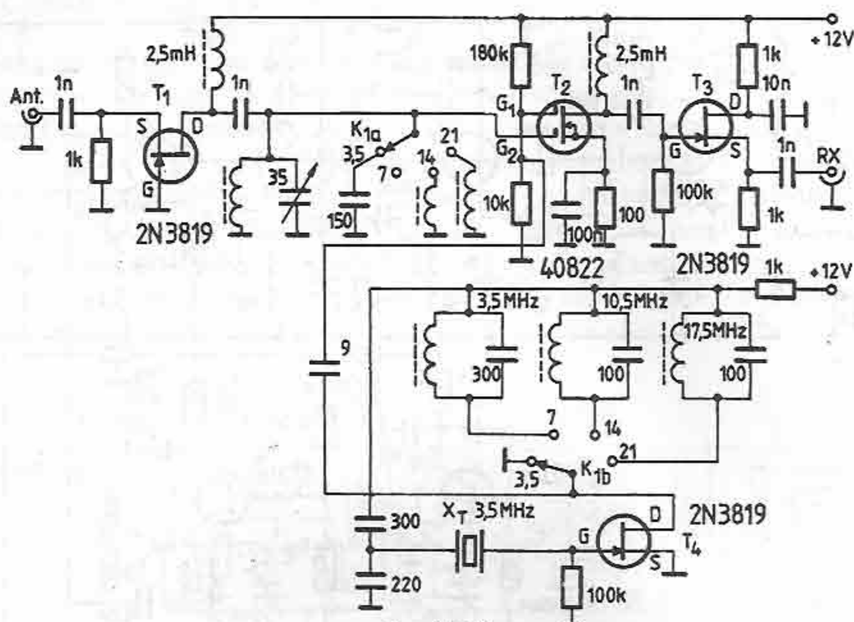


Fig. 15.13

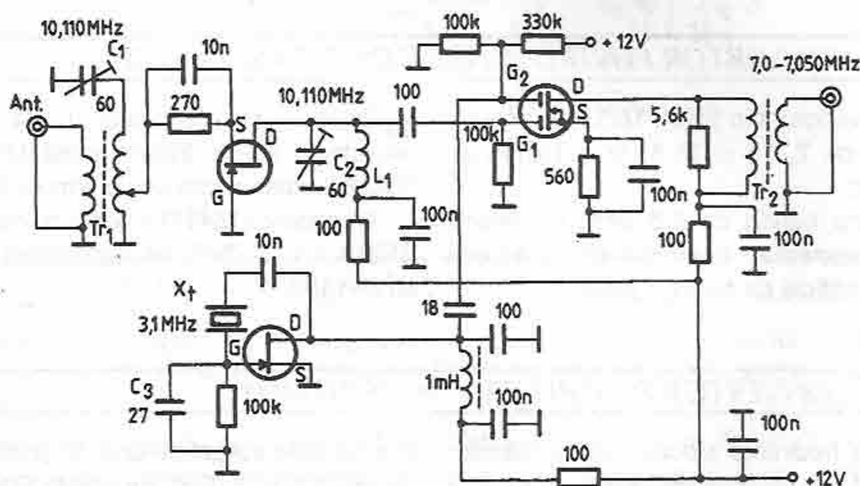


Fig. 15.14

15. CONVERTOR PENTRU BANDA DE 144 MHz

Convertorul este format din două etaje. Primul etaj, realizat cu 40673, primește semnal pe o poartă de 144 MHz, iar pe cealaltă poartă semnal de 116 MHz de la oscilatorul cu cuarț (BF180).

Bobinele se construiesc astfel:

– L_1 = L_3 = 3 spire CuAg 0,9; lungimea bobinei 13 mm, diametrul 8 mm;

– L_2 = 10 spire CuEm 0,9, pe carcasă cu miez.

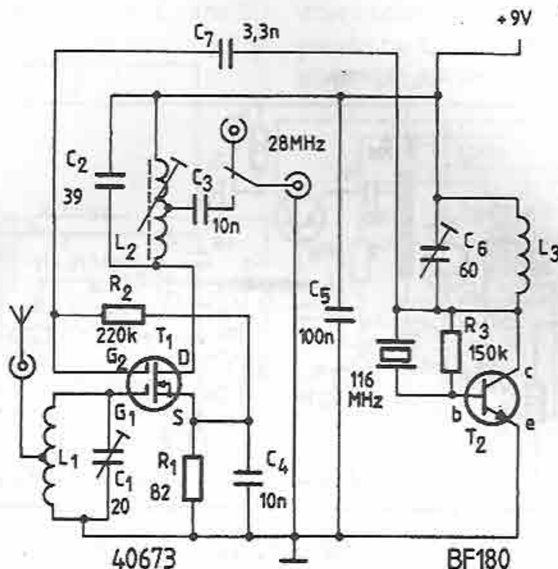


Fig. 15.15

16. CONVERTOR UIF-FIF

Montajul din figura 15.16 transpune unul din canalele de televiziune 21 ÷ 39 TV în unul din primele 12 canale TV.

Semnalul de la antena UUS este aplicat liniei L_1 și amplificat de tranzistoarele VT1 și VT2.

Tranzistorul VT4 este oscilator local, iar tranzistorul VT3 este mixer. La acest tranzistor, pe emitor se aplică semnalul TV, iar pe bază semnalul de la oscilatorul local.

Prin condensatorul C_7, semnalul (prin cablu coaxial de 75 Ω) se aplică la intrarea televizorului. Consumul de curent nu depășește 15 mA. Liniile L_1 și L_2 au lungimea de 22 mm, iar L3 are 24 mm, diametrul sârmei fiind de 1 mm.

Prizele pe L_1 sunt la 4,3 și 5,6 mm, pe L_2 la 3,5 și 12 mm, iar pe L_3 la 4 mm.

17. CONVERTOR 432 / 144 MHz

Convertorul din figura 15.17 conține un amplificator realizat cu tranzistorul AF239 și un mixer realizat cu tranzistorul BF244. Semnalul de 432 MHz se aplică liniei L_1, apoi prin linia L_2 emitorului tranzistorului AF239. De aici, tot prin cuplaj (L_3 – L_4), semnalul ajunge la grila tranzistorului BF244. În sursa acestui tranzistor este aplicat semnal de 288 MHz de la oscilatorul local. Bobina L_5 are 3 spire din CuAg Ø 1 mm, bobinate pe un diametru de 6 mm. Priza este la spira 0,3.

Din drena tranzistorului BF244 se culege semnal de 144 MHz prin două bobine

construite pe un suport ∅ 5 mm cu miez de Al. Aceste bobine au câte 4 spire CuEm ∅ 0,8 mm.

Liniile sunt construite din CuAg ∅ 1,2 mm și sunt la distanța de 5 mm de masă.

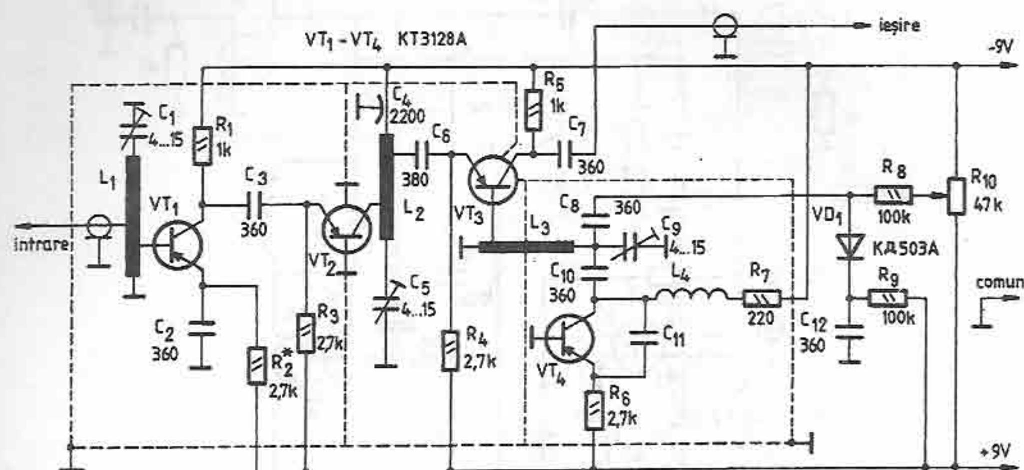


Fig. 15.16

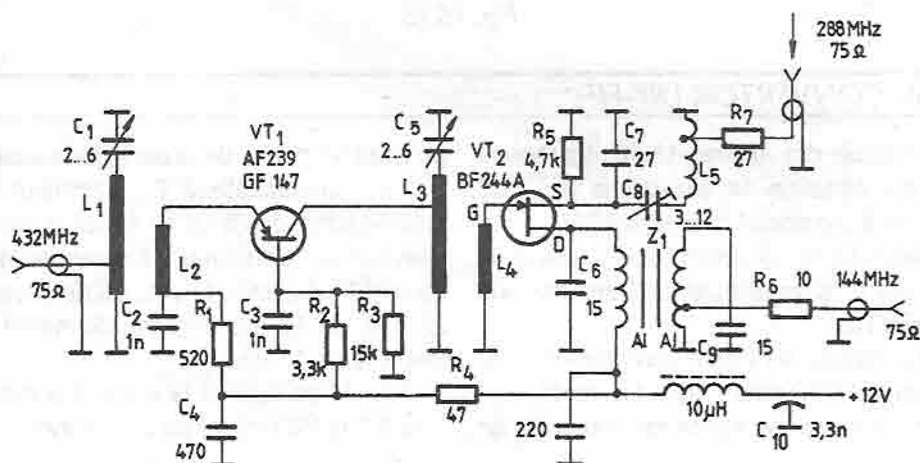


Fig. 15.17

18. CONVERTOR 21 / 3,5 MHz

În circuitul de intrare sunt montate două filtre: unul trece-bandă pentru 3,5 MHz și unul oprește-bandă pentru 14 MHz.

Semnalul de 21 MHz este aplicat tranzistorului SF245, concomitent cu un semnal de la oscilatorul local.

Ieșirea convertorului se cuplează la intrarea unui receptor de 3,5 MHz.

Bobinele L_1, L_2, L_3, L_4 și L_7 au o carcasă ∅ 5 mm, cu miez de ferită. L_1 are 80 de

spire CuEm 0,2; L_2 are 33 spire CuEm 0,2; L_3 are 3 spire CuEm 0,2 (bobinate peste L_4); L_4 are 18 spire CuEm 0,4; L_5 are 50 spire CuEm 0,1; L_6 are 5 spire CuEm 0,1 și L_7 are 14 spire CuEm ∅ 0,4.

Bobinele L_5 și L_6 se construiesc pe carcasa unui transformator de frecvență intermediară MA. Condensatorul montat în paralel cu L_5 are capacitatea cuprinsă între 39 pF și 1 nF.

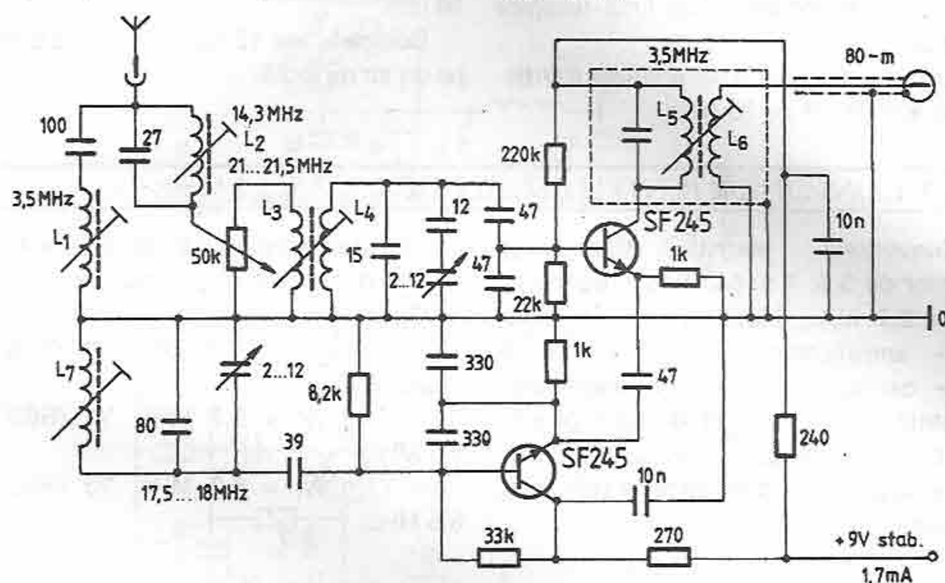


Fig. 15.18

19. CONVERTOR 144 / 6 MHz

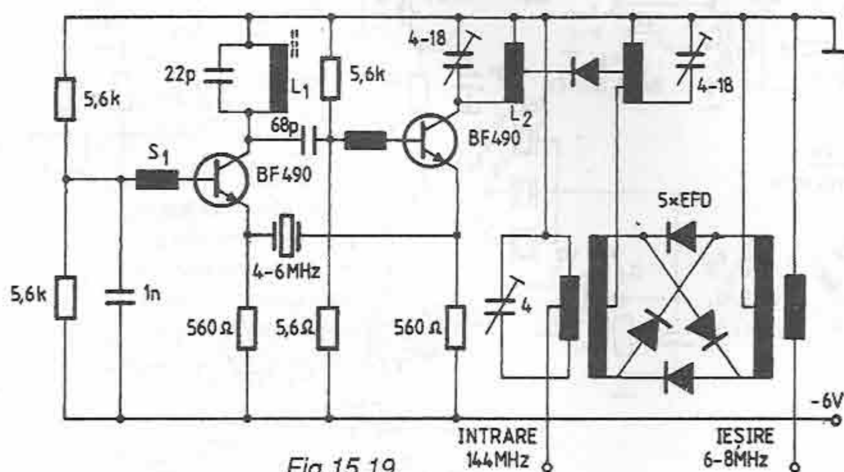


Fig.15.19

Banda de 2 m se poate recepționa în condiții foarte bune cu un receptor obișnuit, folosind un convertor cu un mixer echilibrat.

Primele două etaje furnizează un semnal de circa 138 MHz ce este introdus într-un modulator echilibrat, împreună cu semnalul provenit din antenă, și la ieșire se obține un semnal cuprins între 6 și 8 MHz ce se poate aplica unui receptor obișnuit.

Circuitul din colectorul primului tranzistor se acordează pe 23 MHz.

Bobina L_2 are 8 spire cu priză la 1,5 spire și are lungimea de 20 mm. Bobina L_3 are 5 spire cu priză la spira 1,5 și 2,5. Aceste bobine au diametrul de 5 mm. L_4 și L_5 au câte 5 spire și au lungimea de 10 mm.

Bobina L_6 are 12 spire, iar L_7 are 6 spire pe un tor de ferită.

20. CONVERTOR PENTRU BENZILE DE 3,5, 7 ȘI 14 MHz

Convertorul permite translatarea benzilor de 3,5, 7 și 14 MHz în banda de 2,5 ÷ 2,7 MHz. Montajul are trei etaje: Q_1 – amplificator RF; Q_2 – mixer și Q_3 – oscilator cu cuarț. Bobinele sunt construite astfel: L_1 = 31 de spire (4 μH); L_2 = 6 spire peste L_1; L_3 = 90 spire (46 μH), pe carcase RF cu miez de ferită (eventual, toroidal).

Transformatorul T_1 (de tip IF) are 40 de spire în primar și 4 spire în secundar.

Cuarțurile:

– Y_1 (CW) = 16,7 MHz, Y1 (SSB) = 16,85 MHz;

– Y_2 (CW) = 9,7 MHz, Y2 (SSB) = 9,8 MHz;

– Y_3 (CW) = 6,3 MHz, Y3 (SSB) = 6,5 MHz.

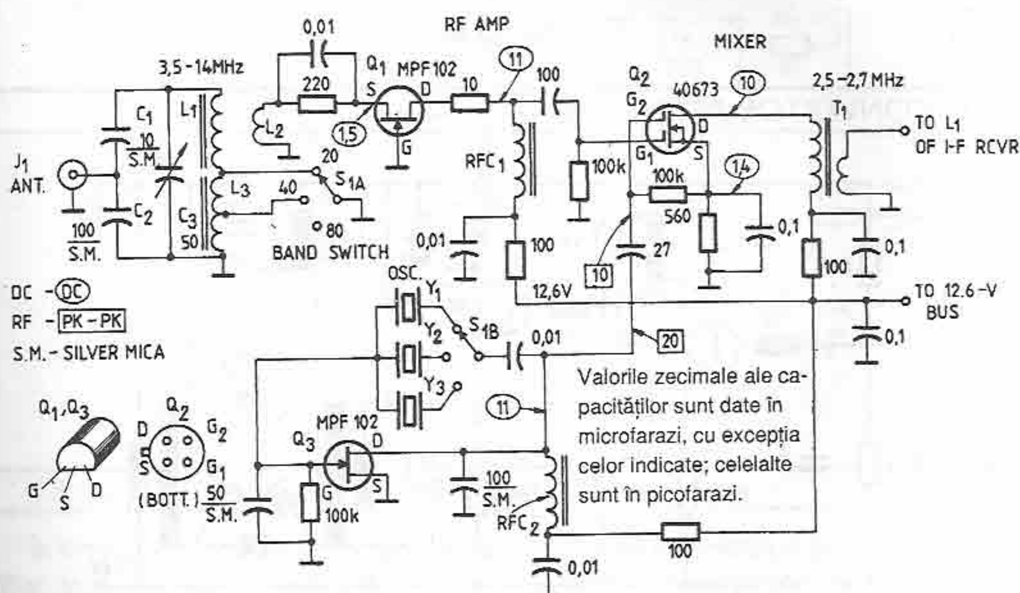
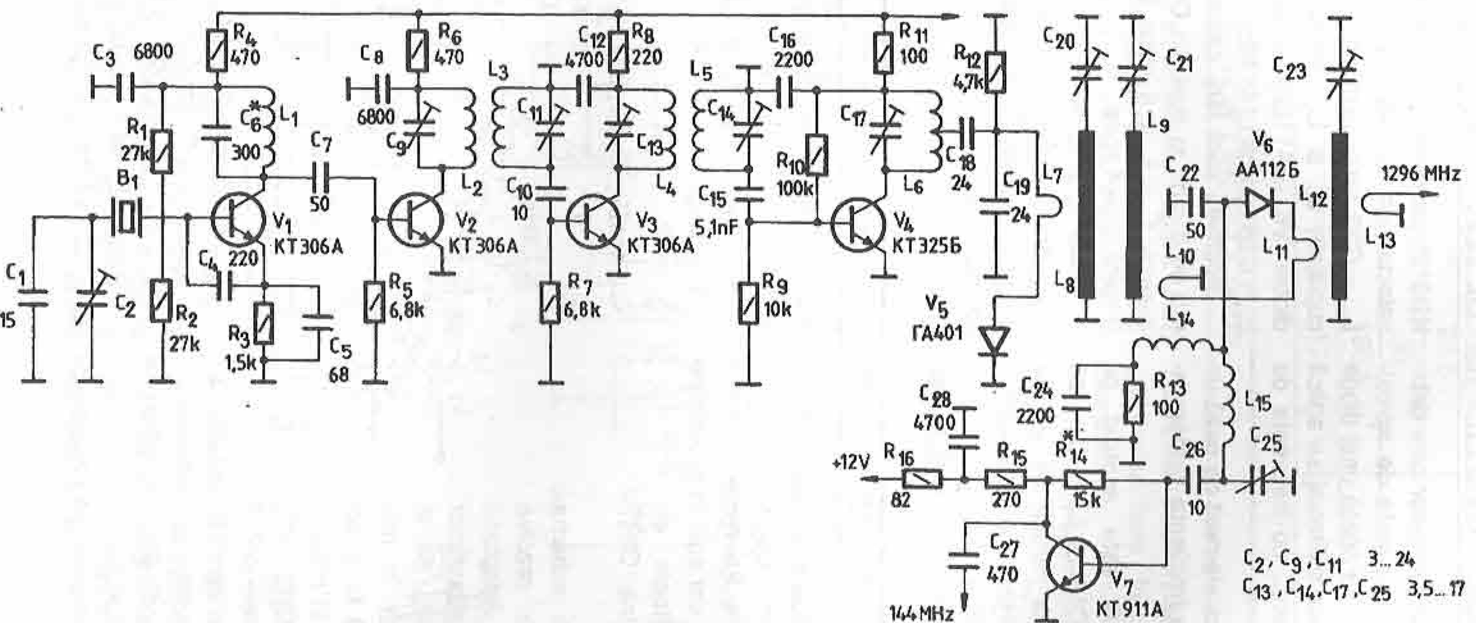


Fig. 15.20


C3 6800
R4 470
R1 27k
C6 300
L1
C7 50
B1
V1 KT306A
C4 220
C1 15
C2
R2 27k
R3 1,5k
C5 68
C8 6800
R6 470
C9
L2
V2 KT306A
R5 6,8k
L3
C11
C10 10
C12 4700
R8 220
C13
L4
V3 KT306A
R7 6,8k
L5
C14
C15 5,1nF
C16 2200
R10 100k
R9 10k
R11 100
C17
L6
V4 KT325Б
R12 4,7k
C18 24
C19 24
L7
V5 ГA401
C20
C21
L8
L9
C22 50
V6 AA112Б
L10
L11
L12
L14
C23
L13
1296 MHz
C24 2200
R13 100
L15
C28 4700
+12V
R16 82
R15 270
R14 15k
C26 10
C25
C27 470
144 MHz
V7 KT911A
C2, C9, C11 3...24
C13, C14, C17, C25 3,5...17
Fig. 15.21

21. CONVERTOR PENTRU BANDA DE 1296 MHz

Convertorul are un generator care debitează un semnal cu frecvența de aproximativ 1152 MHz care se aplică unei diode de mixaj. Tot pe dioda de mixaj se aplică semnalul de la antenă, cu frecvența de 1296 MHz.

Generatorul are ca element de bază un oscilator cu cuarț cu frecvența fundamentală 21,3 MHz.

Circuitul L_2 – C este acordat pe 64 MHz, iar L_4 – C13 și L_5 – C14 pe 192 MHz. La ieșirea filtrului L6 – C17 semnalul de 192 MHz trebuie să aibă o putere de 30 ÷ 50 mW.

Cu ajutorul diodei V_5 (GA401 sau KD512) se obține semnal de 1152 MHz selectat de circuitele L_8 și L_9. Circuitul L_{12} – C23 rezonează pe 1296 MHz. Prin cuplajele L_{10} și L_{11} semnalele se aplică diodei V6 (AA112B) și prin mixare pe L_{15} – C25 se obțin 144 MHz.

Bobinele sunt fără carcase, cu diametrul de 8 mm, și sunt din CuEm 0,8. L_1 = 6 spire, L_2 = L_3 = 5 spire, L_4 = L_5 = L_6 = 3 spire, L_{15} = 4 spire.

Liniile L_8 și L_9 au lungimea de 45 mm, iar L_{12} are lungimea de 45 mm. Aceste linii se pot confecționa din bandă sau profil rotund de cupru.

22. CONVERTOR OIRT / CCIR (I)

Multe radioreceptoare au blocul UUS constituit după norme CCIR, adică pot recepționa banda de frecvențe cuprinsă între 88 și 108 MHz, dar sunt în exploatare în zone cu emițătoare ce lucrează după norma OIRT (66 ÷ 73 MHz).

Cu adaptorul din schema alăturată se poate rezolva această situație. Adaptorul este, de fapt, un convertor autooscilator. Circuitul de la intrare este acordat în mijlocul benzii 66 ÷ 73 MHz, iar circuitul de la ieșire în mijlocul benzii 88 ÷ 108 MHz. Atât intrarea cât și ieșirea pot fi cuplate cu impedanțe de 75 Ω sau 300 Ω.

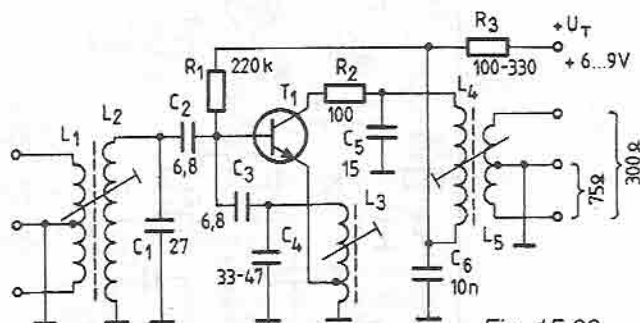


Fig. 15.22

În funcție de frecvența oscilatorului, cei 7 MHz lățime de bandă (66 ÷ 73 MHz) se transpun conform tabelului.

Bobinele se construiesc pe carcase cu diametrul de 6 mm, cu miez pentru UUS, astfel:

L_1 = 2 + 2 spire CuEm 0,3

L_2 = 5 spire CuEm 0,8;

L_3 = 8 + 4 spire CuEm 0,3;

L_4 = 5 spire CuEm 0,8;

L_5 = 1 + 1 spire CuEm 0,5.

Bobina L_1 se bobinează printre spirele lui L_2, iar bobina L_5 lângă spirele lui L_4.

f_i	f_{osc}	$f_{ieșire}$
66 – 73	21,5	87,5 – 94,5
	35	101 – 108
	160,5	94,5 – 87,5
	174	108 – 101

23. CONVERTOR OIRT / CCIR (II)

Convertorul cu schema din figura 15.23 transpune semnalul UUS din banda OIRT (66 ÷ 73 MHz) în banda CCIR (88 ÷ 108 MHz).

Conversia se face cu un tranzistor dublă poartă, la care sosește semnal de la oscilator și de la antenă (bobina L_1). La oscilator se alege un cuarț cu frecvența convenabilă, cuprinsă între 22 și 35 MHz (diferența între frecvențele celor două standarde).

L_1 are 8 spire CuEm 0,3, cu priză la spirele 3,5 și 4,5. $L_2 = L_4$ = 6,5 spire CuEm 0,7 mm; $L_5 = L_6$ = 5,5 spire CuEm 0,7 mm; $L_3 = L_7$ = 2 x 1,5 spire CuEm 0,5 mm. Bobinele sunt pe carcase UUS.

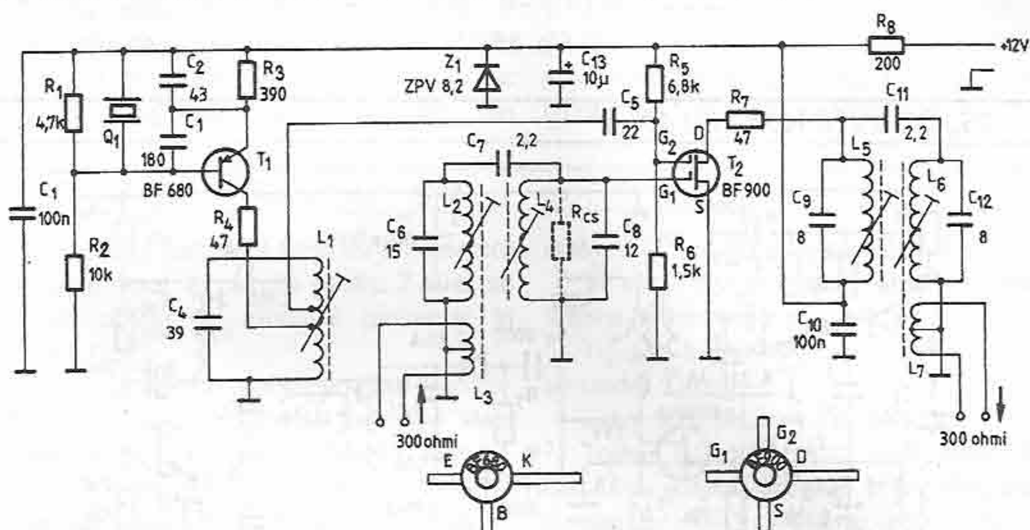


Fig. 15.23

24. MIXER CU TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP

Rezultate foarte bune oferă în procesul de mixare tranzistoarele cu efect de câmp. Un astfel de mixer este prezentat în figura 15.24, fiind apt a lucra pe banda de 3,5 MHz. Pe una din intrări se aplică semnal de la VFO, cu frecvența cuprinsă între 3965 și 4115 kHz și nivel de 2 ÷ 3 V. Pe cealaltă intrare se aplică semnal de la BFO cu frecvența de 465 kHz. Prin mixare se obține semnal cuprins între 3,5 și

3,65 MHz. Circuitul oscilant este acordat în mijlocul benzii de trecere. Bobina, construită pe o carcasă cu diametrul de 6 mm, cu miez de ferită, are 20 de spire CuEm 0,3.

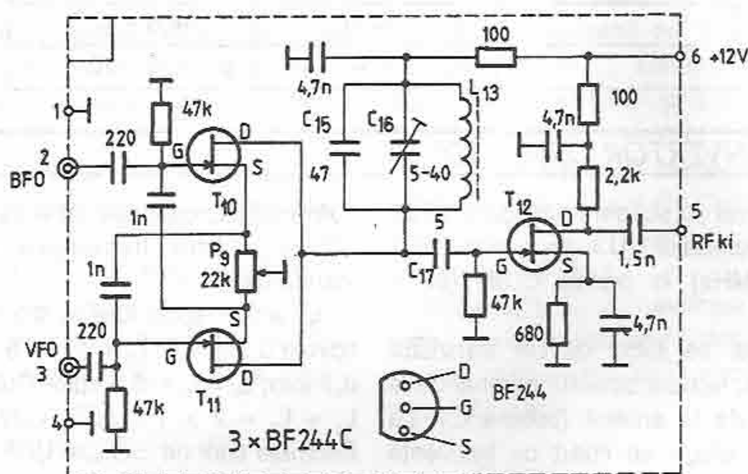


Fig. 15.24

25. CONVERTOR 20 / 49 m

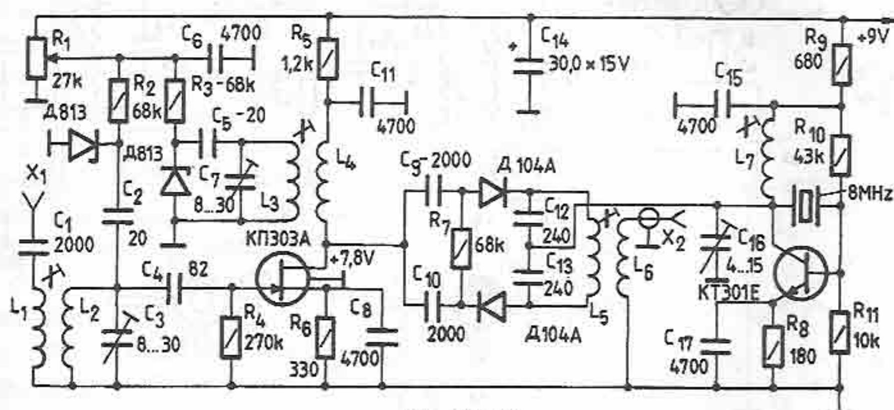


Fig. 15.25

Montajul din figura 15.25 transpune banda de 20 m în banda de 49 m.

Oscilatorul local al convertorului este echipat cu un cristal de cuarț cu frecvența de 8 MHz. Semnalul de la intrare este amplificat de un tranzistor cu efect de câmp. Carcasele bobinelor sunt cu miez feromagnetic și sunt de tipul celor utilizate în gama undelor scurte.

Înfășurările L_2 și L_3 au câte 15 spire (spiră lângă spiră). Înfășurarea L_1 este peste L_2 și are 4 spire, L4 are tot 4 spire și este realizată pe carcasa bobinei L_3. Înfășurarea L_5 are 23 de spire, iar L_6 are

10 spire. Bobina din oscilator, L_7, are 30 de spire.

Toate înfășurările sunt confecționate din CuEm Ø 0,35. Din bobina L_6 semnalul cu frecvența în jur de 6 MHz se introduce într-un receptor cuplat pe această gamă.

Tranzistorul cu efect de câmp se poate înlocui cu BF245, iar cel din oscilator cu BC171.

26. TUNER UUS

Constructorii amatori au posibilitatea să realizeze un bloc UUS (tuner) după schema alăturată. Acest montaj poate funcționa atât în norma OIRT (65,8 ÷ 73 MHz), cât și în norma CCIR (87,5 ÷ 108 MHz). Circuitul de intrare cuplează la bobina L_1 antena (cablu 300 Ω). Primul tranzistor este amplificator și furnizează semnalul prin L_3 etajului de amestec T_2. Tot la etajul de amestec sosește și semnalul de la oscilatorul local. Acordul fin se face cu diode varicap tip BB105, iar acordul brut, într-o gamă sau alta, din condensatoarele semivariabile și miezurile bobinelor.

Bobina L_1 are 2 x 2,5 spire CuEm 0,16; L_2, L_3 și L_4 au câte 5,5 spire (priză 1); bobina L_0 are 5 spire. Toate aceste bobine au carcase cu diametrul de 5 mm și sârma utilizată este CuEm 0,5. Bobinele L_5 și L_6 formează un filtru pe 10,7 MHz și au în componența lor câte 20 de spire CuEm 0,18.

Montajul, cu mici modificări (reduse spirele bobinelor L_1, L_2, L_3, L_4, L_0), poate lucra și pe 144 MHz. (Figura 15.26).

27. CONVERTOR 24 / 7 MHz

Recepția benzii 24 MHz cu un receptor ce este dotat cu circuite pentru 7 MHz se poate obține cu montajul prezentat în figura 15.27.

La intrare este montat un filtru oprește-bandă, după care semnalul trece prin Tr_1 și este amplificat de tranzistorul T_1. Tranzistorul T_2 este mixer care pe G_1 primește semnalul de 24 MHz, iar pe G_2 semnal de la oscilatorul local (17,890 MHz). Transformatorul Tr_2 transferă semnalul de 7 MHz.

Tr_1 are în primar o spiră, iar în secundar 9 spire (priză la spira 2).

Tr_2 are în primar 22 de spire, iar în secundar 3 spire.

L_2 are 0,75 μH, iar L3 are 1,1 μH.

Toate bobinele sunt executate pe carcase de frecvență intermediară. Oscilatorul local este stabilizat cu cuarț.

28. CONVERTOR 2 / 10 m

Transpunerea benzii de 2 m în banda de 10 m este facilitată de un montaj adecvat al cărui oscilator local folosește un cuarț de 116 MHz. (Figura 15.28).

Tranzistorul T_1 este un amplificator de radiofrecvență pe 144 MHz, semnalul de la ieșirea sa fiind aplicat mixerului T_2, unde sosește și semnalul de la oscilatorul local.

Din secundarul transformatorului Tr1 se culege semnal de 28 MHz.

T_1 și T_2 se pot înlocui cu 40673, 3N140, 3N141, iar T_3 și T_4 cu BF244 sau BFY90.

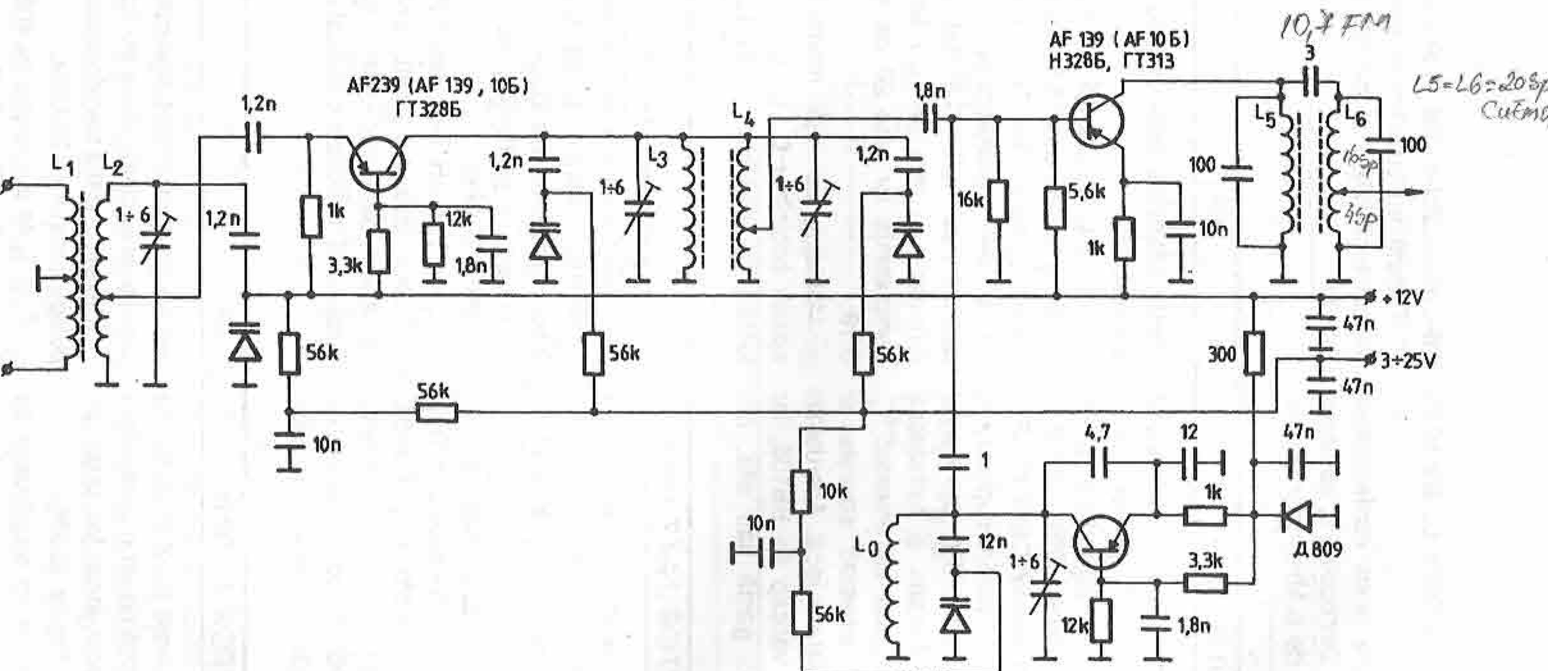

AF239 (AF 139 , 10Б)
ГТ328Б
AF 139 (AF 10Б)
H328Б, ГТ313
10,7 FM
L5=L6=20 Sp
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L0
1÷6
1,2n
1,8n
1k
3,3k
12k
56k
10n
16k
5,6k
100
3
47n
300
4,7
12
10k
1
12n
Д809
+12V
3÷25V

Fig. 15.26

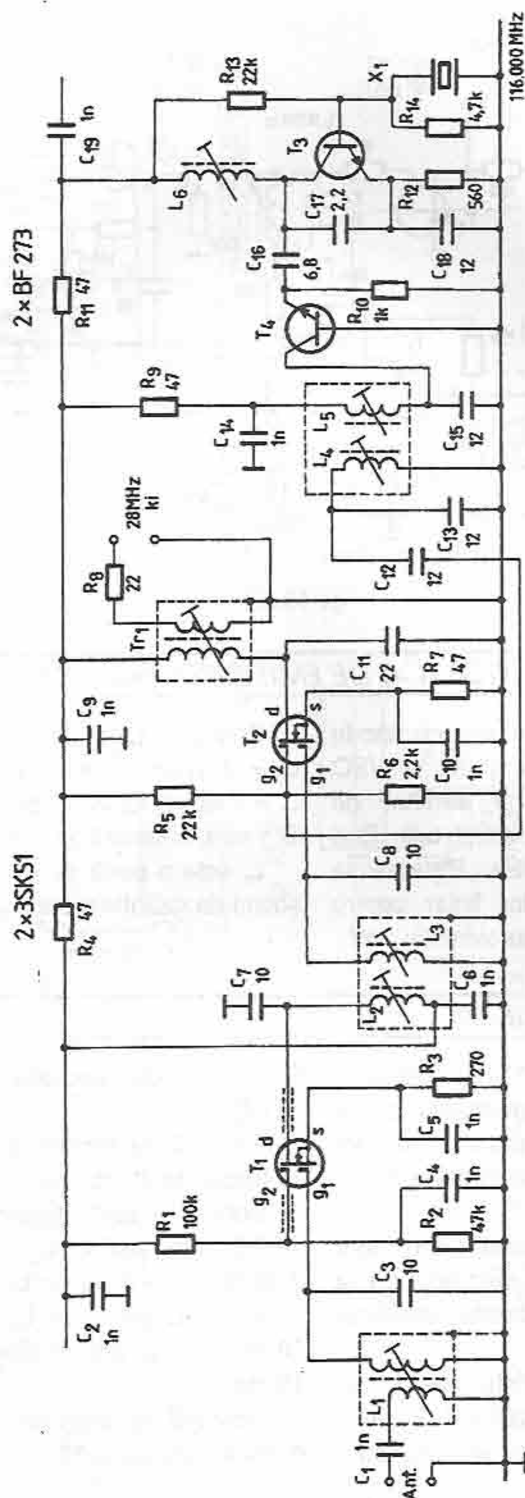


Fig. 15.28

Fig. 15.27

29. MIXER ȘI AMPLIFICATOR DE EMISIE PENTRU 145 MHz

La intrarea în modulatorul cu diode Schottky se aplică semnal de la VFO (133,3 ÷ 135,3 MHz) și semnal de 10,7 MHz modulat, pe circuitul L_1C_1 fiind deja semnal de 145 MHz. Puterea la ieșirea acestui amplificator liniar pentru SSB – FM – CW este de aproximativ 1 W.

Bobinele L_1 și L_3 au 4 spire 6 mm; L_5 = 3 spire; L_7 = 2 spire; L_8 = 2 spire; L_9 = 7 spire; L_{11} = 5 spire, toate din CuAg ∅ 1 mm, bobinate pe diametrul de 6 mm.

L_2 este o perlă de ferită, iar restul sunt șocuri de radiofrecvență. (Figura 15.29).

30. CONVERTOR FIF-FIF

Montajul din figura 15.30 folosește două tranzistoare pnp cu germaniu, de tip AF139, și transpune canalele benzilor IV – V în unul din canalele benzilor II sau III de televiziune.

La intrare este montat un filtru $L_1L_2C_1C_2C_3$ care transferă semnalul de la antenă pe emitorul tranzistorului amplificator.

În colector, acest tranzistor are un circuit selectiv $L_3D_1C_5$. Tranzistorul T_2 realizează funcția de convertor autooscilator. Frecvența de oscilație este dată de $L_5D_2C_{11}$.

Prin L_6C_2 se trimite semnal la televizor, cu frecvența de aproximativ 88 ÷ 100MHz.

Bobinele sunt construite din CuEm ∅ 0,5 mm, astfel: L_1 = 11 spire; L_2 = 3 spire; L_6 = 3 spire; L_7 = 2 spire; Dl = 11 spire. Liniile L_3 și L_5 au lungimea de 28 mm, iar L_4 are lungimea de cuplaj de 18 mm.

Montajul se alimentează cu 10 V, iar diodele varicap cu 28 V.

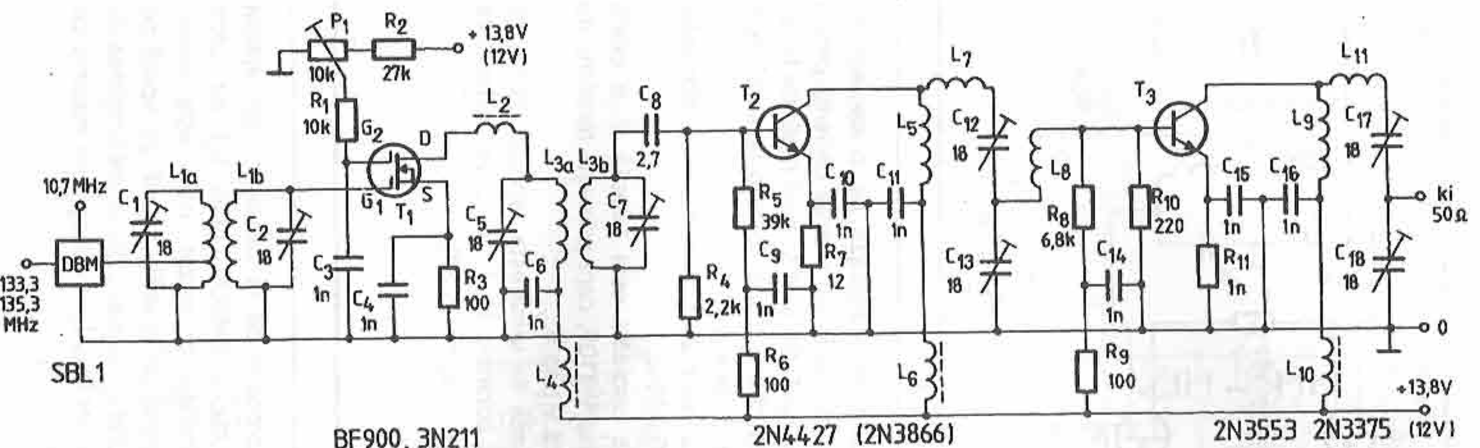


Fig. 15.29

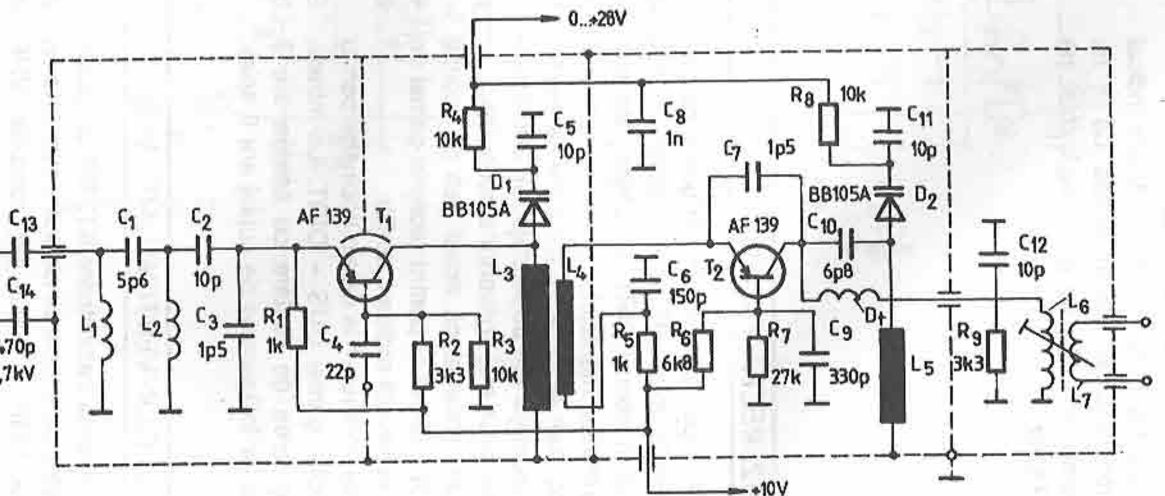


Fig. 15.30

31. MIXER CU TRANZISTOARE ȚEC

Randament ridicat, zgomot mic și echilibrare comodă, toate acestea se pot obține cu un mixer cu tranzistoare FET.

Acest gen de mixer este foarte indicat în receptoarele pentru banda de 2 m. Sarcina mixerului se acordează chiar pe 10,7 MHz.

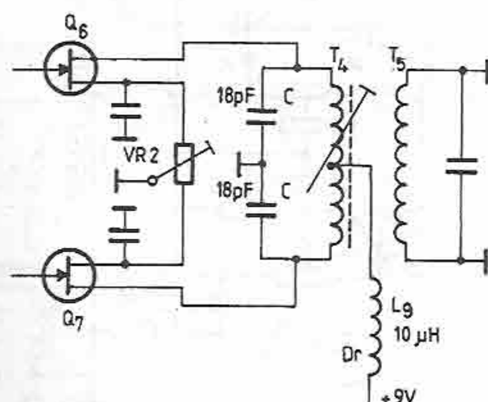


Fig. 15.31

32. RECEPTOR FM

Recepția semnalelor din gama cu modulație în frecvență, atât în norma CCIR, cât și în norma OIRT, se poate face prin intermediul montajului prezentat alăturat. După cum se observă din schema electrică, montajul are două etaje: un etaj amplificator și un etaj convertor autooscilator.

De remarcat că acest gen de montaj poate fi folosit și pentru recepția gamei de 2 m rezervată radioamatorilor.

Ne vom referi la datele bobinelor pentru recepția gamei UUS – OIRT. La intrare, înfășurarea de cuplare cu antena are 3 spire iar înfășurarea de cuplaj are 8 spire. Aceasta se realizează pe o carcasă cu diametrul de 6 mm și miez de ferită pentru UUS. Bobinele L_2 și L_3 sunt realizate la fel, având câte 8 spire; la bobina L_3 se ia o priză la spira 2.

La ieșire este montat un transformator pe 10,7 MHz.

La oscilator este folosită și o diodă varicap BB105, care primește tensiune de 0 – 25 V prin R_{10}.

Dacă se urmărește recepția gamei de 2 m, bobinele L_1, L_2 și L_3 vor avea câte 6 spire. (Figura 15.32).

33. CONVERTOR UHF / VHF

Cu două tranzistoare KT315A se poate construi un convertor ce poate translata un canal UHF în unul din canalele VHF (1 – 12). (Figura 15.33).

Primul tranzistor formează un oscilator local, a cărui funcționare este determinată de linia L_1.

Semnalul de la oscilator este aplicat prin cuplaj inductiv (linia L_2) pe baza următorului tranzistor, care este mixer. Semnalul de la antena UHF se aplică pe emitorul mixerului. Linia L_2 are lungimea de 2 cm, iar linia L_1 are lungimea maximă de 6 cm.

Reglând dimensiunile liniei L_1 se pot obține diverse translatări de canale. Droselul L_3 are 10 spire din CuEm 0,3, bobinate spiră lângă spiră, pe corpul unui rezistor de 0,25 W de 1 – 1,5 k Ω.

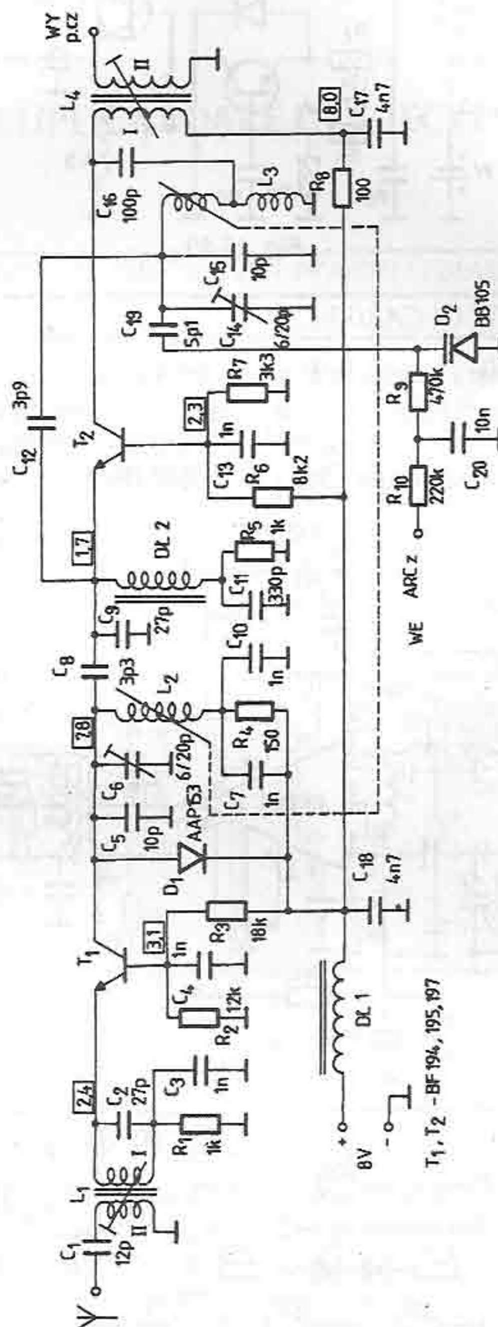


Fig. 15.32

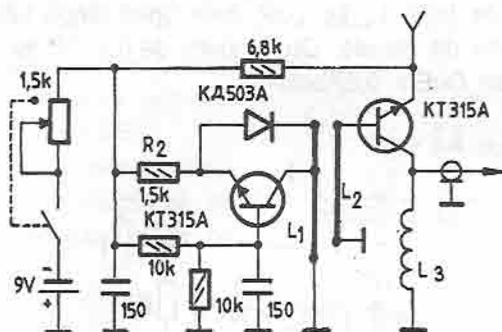


Fig. 15.33

34. RECEPTOR CU CI CA3006

În figura 15.34.a este prezentată o aplicație tipică a circuitului integrat CA3006, care conține amplificatorul de radiofrecvență și mixerul, la ieșirea căruia se obține semnalul de frecvență intermediară. În figura 15.34.b este prezentată schema de principiu a circuitului integrat CA3006 (RCA).

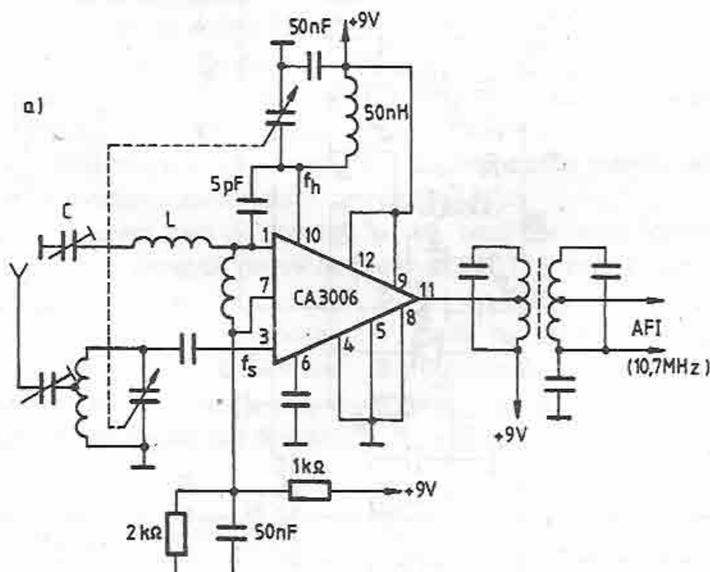
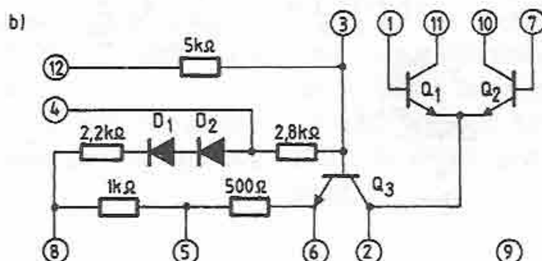


Fig. 15.34



MULTIPLICATOARE DE FRECVENȚĂ

1. MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ PENTRU GAMA DE 2 m

Radioamatorii care doresc să recepționeze gama de 2 m cu echipament pentru gama de 10 m au nevoie de un generator pentru realizarea transpunerii frecvențelor; acest generator trebuie să livreze 116 MHz.

Frecvența fiind fixă, semnalul este generat de un etaj cu cuarț pe 38,667 MHz care apoi este multiplicat cu 3.

În baza tranzistorului 2N918 este injectat semnal de 38,667 MHz, iar în colectorul său semnalul are 116 MHz.

Bobina L_3 are 10 spire CuEm 0,3; bobina L_4 are 8 spire CuAg 1, lungimea 15 mm, diametrul 5 mm; L_5 este identică cu L_4 și are priza la spira 2,75; L_6 este identică cu L_4 și are priza la spira 1,75; L_7 și L_8 au câte 5 spireCuAg 1, diametrul interior al bobinajului 5 mm, lungimea 10 mm.

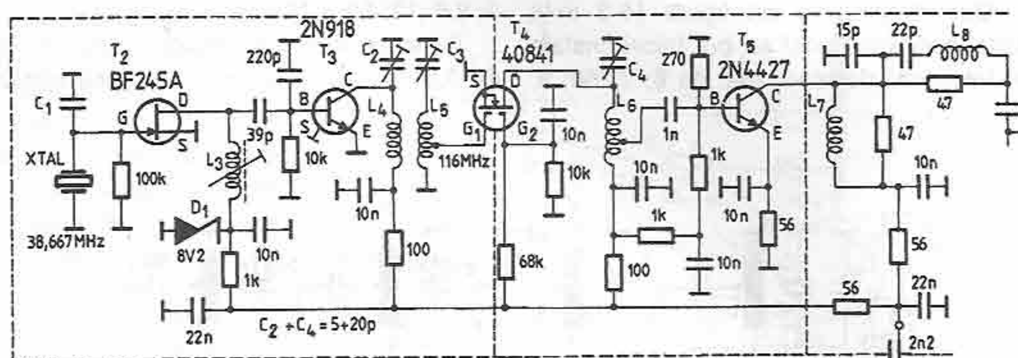


Fig. 16.1

2. MULTIPLICATOR PENTRU RECEPTOARE ÎN GAMA DE 70 cm

Recepția semnalelor din banda de 70 cm este posibilă cu echipamentul pentru banda de 2 m dacă se folosește un convertor.

Translatarea frecvenței se face utilizând un oscilator local cu schema din figura 16.2.

Primul etaj este oscilator pilotat cu

cuarț, următoarele două etaje fiind dubloare de frecvență, iar ultimul etaj amplificator pe 386,5 MHz.

Dacă alimentarea se face cu 10 V, la ieșire se obține o putere de 5 ÷ 10 mW.

Bobinele sunt construite din CuAg 1mm, astfel: L_1 = 6 spire; L_2 = 3 spire; L_3 = L_4 = 2 spire; L_5 = 2 spire cu priză. Diametrul bobinajelor este de 6 mm.

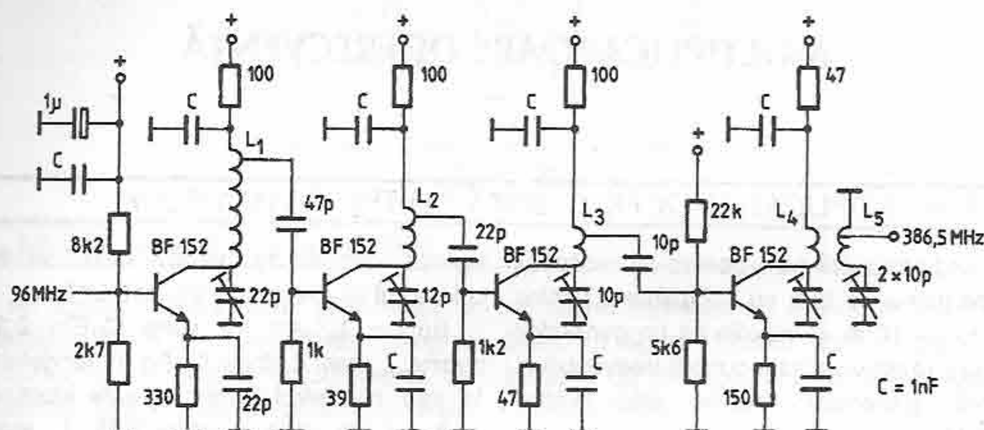


Fig. 16.2

3. OSCILATOR CU MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ

Oscilatorul local din figura 16.3 este astfel conceput încât se pot folosi cristale cu frecvența de rezonanță de 6; 7,250; 8; 9; 9,6 ;12; 16 și 18 MHz.

Când se folosesc cristale cu frecvența de 9,6 sau 16 MHz, condensatorul trimer

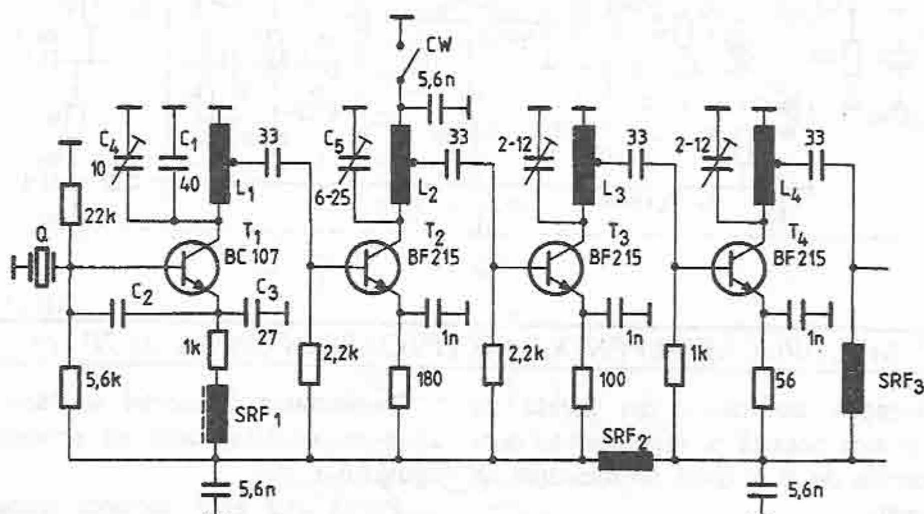


Fig. 16.3

C5 va fi de 3 – 12 pF, iar bobina L2 va fi identică cu L3 (acord pe frecvența de 144 MHz).

Șocul de radiofrecvență SRF_1 se montează numai când folosim cristale cu frecvența de 6,9 sau 18 MHz. În celelalte cazuri, locul destinat acestuia în cablajul imprimat se scurtcircuitează (rămâne numai rezistența de 1 kΩ în circuitul emitorului tranzistorului T_1).

În circuitul colectorului tranzistorului T_1 (care îndeplinește rolul de oscilator) se află conectată inductanța L_1, care, împreună cu capacitățile C_1 și C_4, se acordează pe una din frecvențele de 24, 36 sau 48 MHz. În funcție de frecvența de acord se alege valoarea capacității C_1, conform datelor prezentate în tabelul nr. 1.

Circuitul L_2 – C_5 din colectorul tranzistorului T_2 se acordează pe frecvența de 72 MHz, cu excepția cazului în care folosim cristale cu frecvența de 9,6 sau 16 MHz, când se acordează pe frecvența de 144 MHz.

Celelalte tranzistoare T3 ... T6 funcționează în regim de amplificare în clasă C a frecvenței de 144 MHz.

4. MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ PENTRU BANDA DE 23 cm

Plecând de la un generator stabilizat cu cuarț ce are frecvența cuprinsă între 30 și 50 MHz și operând o multiplicare convenabilă (între 40 și 20), se poate obține semnal în banda de 23 cm rezervată radioamatorilor.

Bobina L_1 are aproximativ 10 spire pe o carcasă cu miez RF.

Din bobina L_2 (3 spire) se aplică semnal diodei 1N4148 și apoi unei linii acordate în 23 cm, așa cum apare în desen.

Tot pe diodă este aplicat semnal de modulație (800 – 1000 Hz).

Alimentarea se face cu tensiune stabilizată între 9 și 12 V.

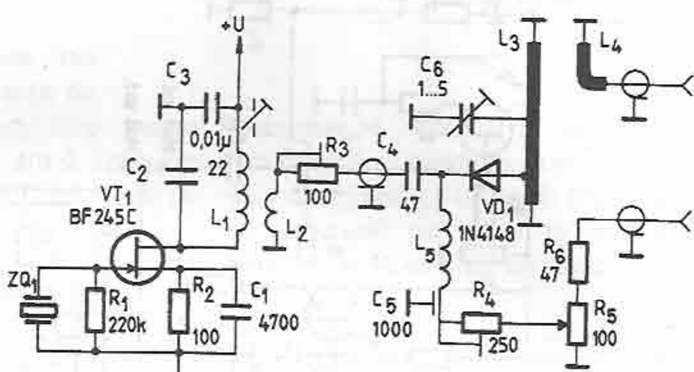


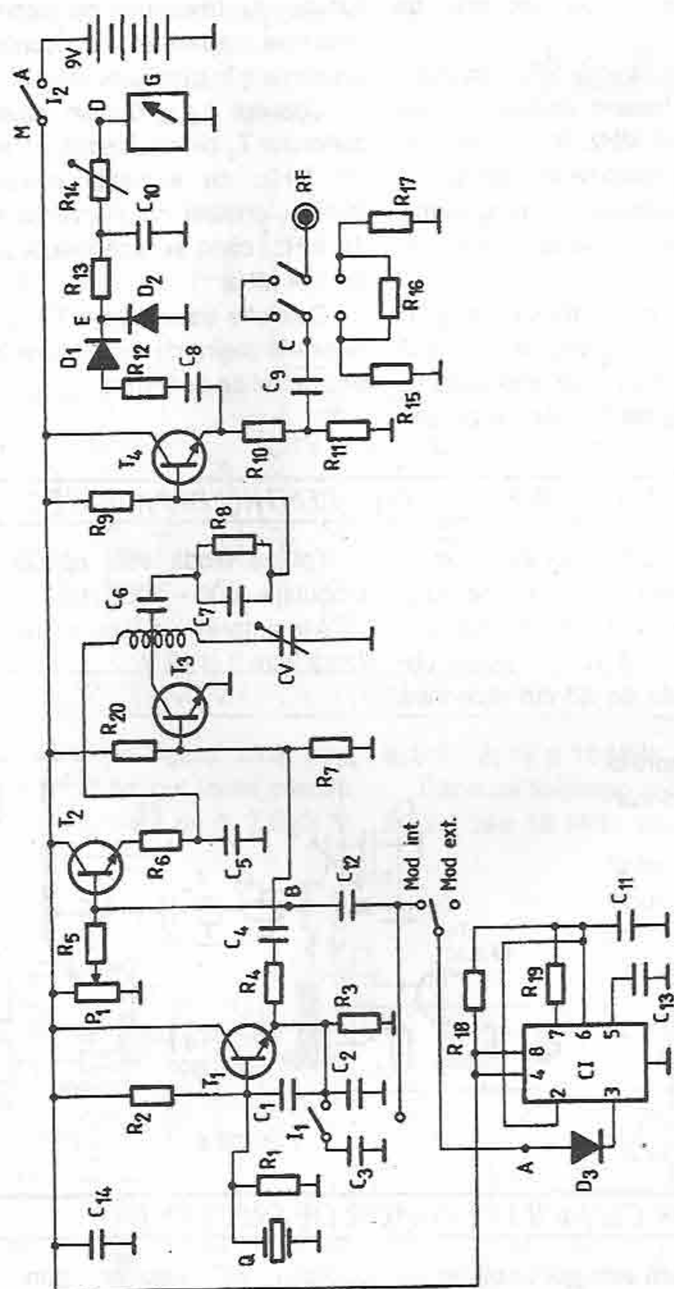
Fig. 16.4

5. OSCILATOR CU MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ

Frecvența de bază este generată de un oscilator cu cuarț.

Generatorul poate fi modulat de la un CI 555 (undă dreptunghiulară) sau de la un oscilator AF exterior, prin intermediul tranzistorului T_2 (2N2218).

Când întrerupătorul I_1 (facultativ) este deschis, montajul funcționează cu cuarțuri



9V
I2
M
A
D
G
R14
C10
RF
R17
R13
D2
E
D1
R12
C8
C
C9
R16
R15
R10
R11
T4
R9
R8
C6
C7
CV
T3
R20
R7
T2
R6
C5
C12
B
Mod int
Mod ext.
C11
R5
P1
C4
R4
R3
R19
C13
R18
CI
T1
C1
C2
R2
I1
C3
R1
C14
Q
D3

Fig. 16.5

cu frecvențe mai mici de 1 MHz.

Amplificatorul generator de armonice este T_3, ce are circuitul oscilant cuplat printr-o priză. Ieșirea se face printr-un repetor pe emitor, de la care se ia semnal, și pe un indicator de nivel.

C are valorile cuprinse între 30 și 300 pF. Bobinele sunt construite pe carcase cu diametrul de 10 mm.

Bobina pentru 2,5 – 7 MHz are 80 de spire cu priză la spira 8, bobina pentru 6 – 14 MHz are 16 spire cu priză la spira 6, iar bobina pentru 13 – 30 MHz are 6 spire cu priză la spira 3. Bobinele sunt construite din sârmă CuEm 0,4 mm, iar pentru gama 2,5 – 7 MHz din CuEm 0,25 mm.

R_1 = 15 kΩ; R_2 = 15 kΩ; R_3 = 560 Ω; R_4 = 750 Ω; R_5 = 750 Ω; R_6 = 10 Ω; R_7 = 1 kΩ; R_8 = 15 kΩ; R_9 = 22 kΩ; R_{10} = 180 Ω; R_{11} = 68 Ω; R_{12} = 22 Ω; R_{14}: reglaj; R_{15} = 61 Ω; R_{16} = 247 Ω; R_{17} = 61 Ω; R_{18} = 51 kΩ; R_{19} = 22 kΩ; R_{20} = 20 kΩ; C_1 = 1 nF; C_2 = 100 pF; C_3 = 470 pF; C_4 = 10 nF; C_5 = 22 nF; C_6 = 680 pF; C_7 = 13 pF; C_8 = 0,1 mF; C_{10} = 6,8 nF; C_{11} = 33 nF; C_{12} = 2,2 μ F; C_{13} = 1 nF; C_{14} = 0,1 μF; T_1, T_3, T_4 = 2N2369; T_2 = 2N2218; D_1, D_2, D_3 = 1N4148 sau 1N4751.

6. MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ CU VARACTOR

Bobina L_1 are 6,5 spire din CuAg 1,3, bobinaj fără carcasă, cu pas 1,5 mm și diametru de 7,5 mm. Această bobină intră în acordul circuitului cu frecvența de 144 MHz.

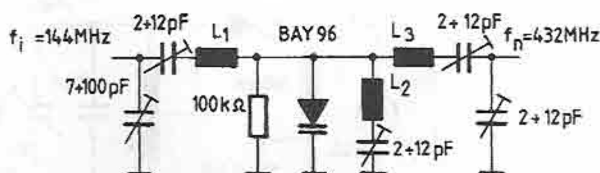


Fig. 16.6

Bobina L_2 face parte din circuitul acordat pe frecvența de 288 MHz, care este un filtru pentru armonica a 2-a. Aceasta are 2 spire din CuAg 2, cu diametrul de 6,5 mm și pas de 2 mm (rejecție armonica a 2-a).

Bobina L_3 acordează circuitul pe armonica a 3-a a semnalului de intrare, respectiv pe 432 MHz. Aceasta este formată dintr-o bandă de cupru 0,5 x 6,3 x 35,4 mm, fixată cu un capăt pe varactor și cu un capăt pe trimer la distanța de aproximativ 15 mm față de șasiu.

7. MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ CU CAPACITATE NELINIARĂ

Capacitatea neliniară este capacitatea joncțiunii unei diode Zener polarizate invers cu o tensiune U_0, care să situeze punctul de funcționare în cotul caracteristicii C(U) – figura 16.7.b. Evident că și tensiunea alternativă de intrare U_{int} trebuie să aibă amplitudinea mare de (0,75 – 0,9)U_0 , pentru ca punctul M în regim dinamic să se deplaseze pe o porțiune de curbă cât mai neliniară. În acest fel curentul reactiv pe frecvența f_{int} este extrem de deformat și are un bogat conținut de armonice. Armonica dorită este selectată și utilizată, cu ajutorul unui circuit selectiv având un factor de calitate cât mai ridicat.

Acest circuit este realizat din bobina L, pe carcasă de calit, cu bobinaj universal din liță RF de 20 x 0,05 mm având factorul de priză 0,1 de la masă. Bobina are o inductanță de 250 μH și un factor de calitate Qo = 250. Condensatorul de 75 pF este ceramic, iar trimerul de 10 – 40 pF este cu aer. Circuitul a fost acordat pe frecvența $f_{ieș}$ = 1 MHz = ct. Pentru U_0 = 3 V = ct. și U_{int} = $1v_{ef}$ = ct. pentru diverse valori ale frecvenței f_{int} (printre divizorii lui 1000 kHz) s-au obținut nivelurile de tensiune $U_{ieș}$ din tabel citite la voltmetrul electronic VE.

f_{int} (kHz)	1000	500	250	200	125
$U_{ieș}$ vef	20	3	1	0,8	0,21
$n = f_{ieș}/f_{int}$	1	2	4	5	8

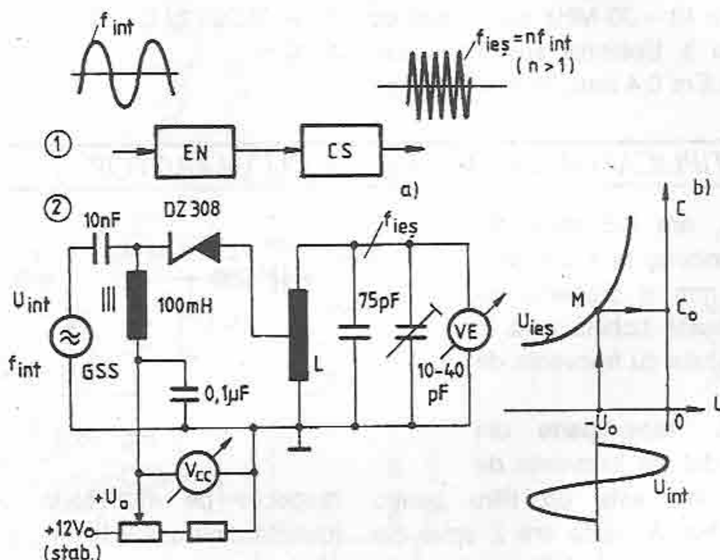


Fig. 16.7

8. MULTIPLICATOR CU CIRCUIT SELECTIV MULTI-Q

În figura 16.8 este dată schema unei unități multiplicatoare în care circuitul selectiv este un Multi-Q. Bobina L este realizată pe o carcasă de polistiren obișnuită (tip Electronica) cu 4 galeți având 4 x 45 spire din liță RF 9 x 0,05 mm cu priză la a 18-a spiră de la masă. Factorul de calitate al circuitului din baza tranzistorului cu siliciu BC109 (producție IPRS), poate fi mărit prin reacția pozitivă realizată de montaj și care se reglează cu potențiometrul de 2,5 kΩ. Cu montajul din figură s-au obținut rezultatele din tabel.

În concluzie, cu astfel de multiplicatoare, cu capacități neliniare realizate cu diode Zener (DZ308, 309, 310, 311, 312), se pot realiza multiplicări până la ordinul n = 6 ... 8. Cu două astfel de multiplicatoare în cascadă (având între ele un etaj amplificator) se pot obține multiplicări de ordinul zecilor.

f_{int} kHz	600	300	200	150	120	100
$U_{ieş}$ V_{ef}	3,85	3,35	2,45	1,2	0,6	0,4
$n = f_{ieş}/f_{int}$	1	2	3	4	5	6

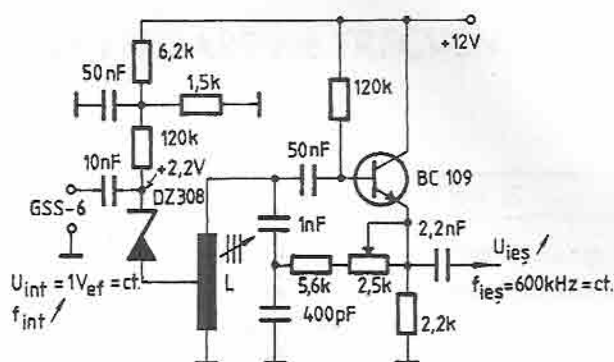


Fig. 16.8

Capitolul 17

DIVIZOARE DE FRECVENȚĂ

1. DIVIZOR DE FRECVENȚĂ CU CIRCUITE CMOS

Plecându-se de la un cristal de cuarț de 100 kHz se poate obține la ieșire frecvența proprie, sau 50, 25, 20, respectiv 10 kHz.

Schema conține circuite integrate în tehnologia CMOS de tip CD4001, respectiv 4017. Nivelul de ieșire se stabilește din etajul cu tranzistorul 2N2222.

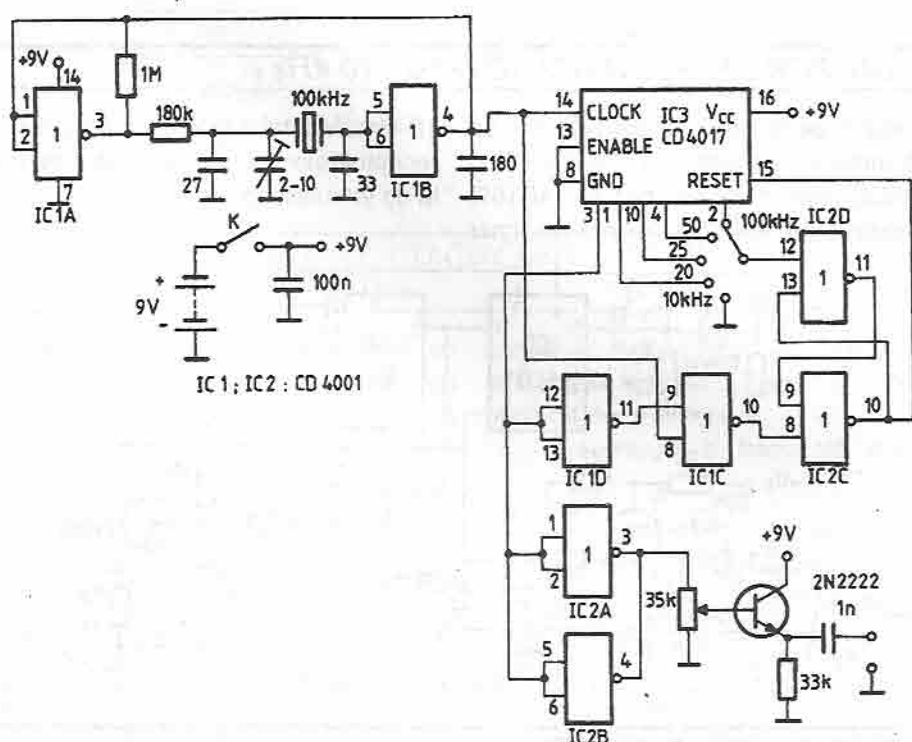


Fig. 17.1

2. DIVIZOR DE FRECVENȚĂ 1 GHz

Schema dată realizează o divizare a semnalului de până la 1,2 GHz, cu o sensibilitate pe intrare de 10 mV (100 MHz până la 1 GHz). Circuitul integrat U664B divizează frecvența cu 64. Pentru ajustarea la o valoare uzuală a divizării totale, se mai trece semnalul prin două divizoare zecimale de tip 74167 și, cu o alegere corespunzătoare a factorilor de divizare, rezultă un raport total de 1 / 1000. Se recomandă o construcție bine ecranată, cu plan de masă.

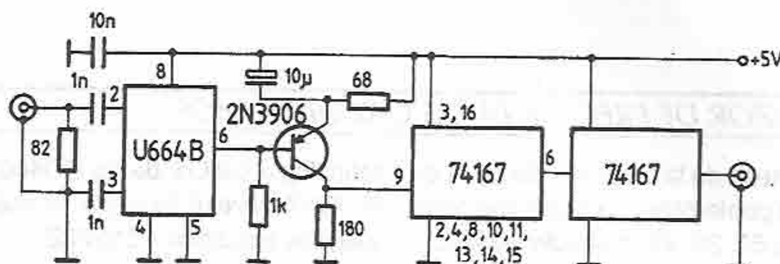


Fig. 17.2

3. DIVIZOR DE FRECVENȚĂ 100 kHz / 10 kHz

Plecând de la un cuarț de 100 kHz se construiește un oscilator cu circuitul 4001. Semnalul, aplicat la un circuit 74C160, este divizat cu 10 și la ieșirea sa apar 10 kHz. Montajul este util calibrării scalelor receptoarelor sau ca generator de markeri la un vobuloscop.

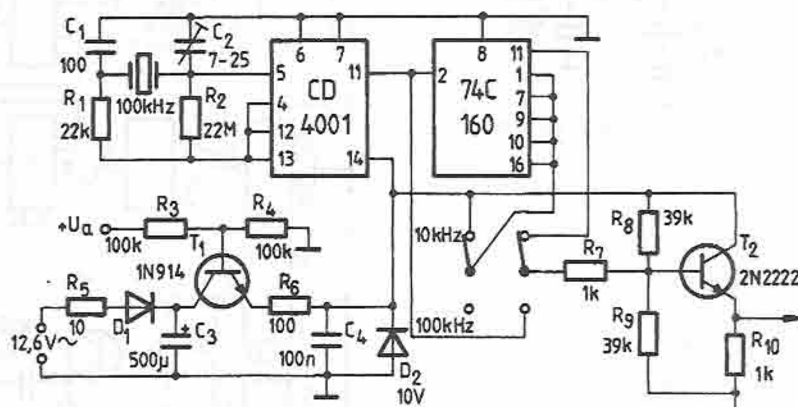


Fig. 17.3

4. GENERATOR DE CALIBRARE

Plecând de la un cristal de cuarț de 100 kHz se poate construi un calibrator ce furnizează 5, 10 și 100 MHz. Generatorul are un CI = K155 - LB3 (CDB400HE),

iar multiplicatoarele sunt realizate cu K155 - IE1.

Fiind deosebit de simplu, montajul poate fi adaptat de radioamatori (chiar cu alte circuite integrate) ca etalon de frecvență pentru etalonarea radioreceptoarelor.

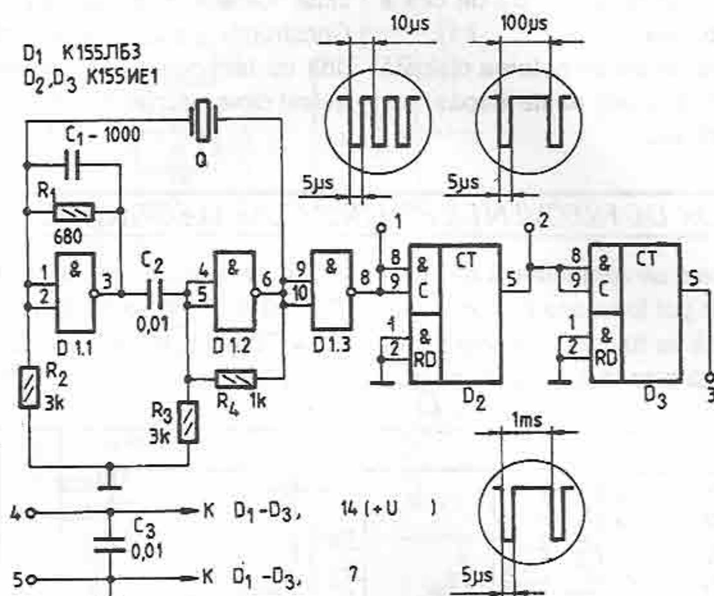
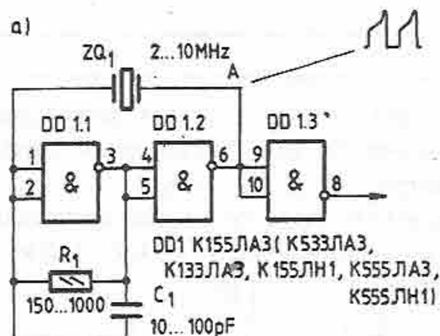


Fig. 17.4

5. OSCILATOR CU CUARȚ, CU CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE, CU PERFORMANȚE ÎMBUNĂTĂȚITE

Începând cu anii '70, radioamatorii au utilizat pe larg oscilatorul cu cuarț cu circuite logice a cărui schemă este dată în figura 17.5.a. Avantajul acestui oscilator constă în numărul mic de componente și simplitatea ajustării. Totuși, el prezintă o serie de dezavantaje:

– generează o frecvență mai mică



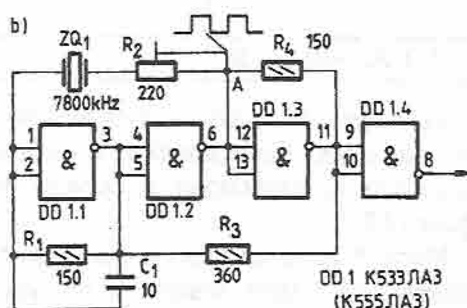


Fig. 17.5

decât cea a rezonatorului cu cuarț, și, din acest motiv, necesită un condensator de ajustare;

– caracteristica de temperatură – frecvență (CTF) a oscilatorului diferă de cea a rezonatorului cu cuarț;

– într-o serie de cazuri puterea disipată pe rezonatorul cu cuarț poate depăși valoarea limită admisă;

– frecvența oscilatorului depinde foarte mult de tensiunea de alimentare.

Oscilatorul reprezentat în figura 17.5.b nu are dezavantajele enumerate și prezintă caracteristici tehnice îmbunătățite. Constructiv, oscilatorul este dispus împreună cu termostatul pe un cablaj imprimat având dimensiunile 35 x 50 mm.

6. DIVIZOR DE FRECVENȚĂ PENTRU CEAS ELECTRONIC

Ceasurile care se alimentează de la rețeaua de 50 Hz pot funcționa cu o mai mare precizie dacă se folosește un generator a cărui frecvență este stabilizată cu cuarț.

Se pleacă de la un cuarț miniatură (32,750 kHz) și se obțin la ieșire 50 Hz. IC_1 = CD4011; IC_2 = IC_3 = IC_4 = CD40161; R_1 = 1 MΩ; C_1 = 22 pF; C_2 = 10 ... 40 pF.

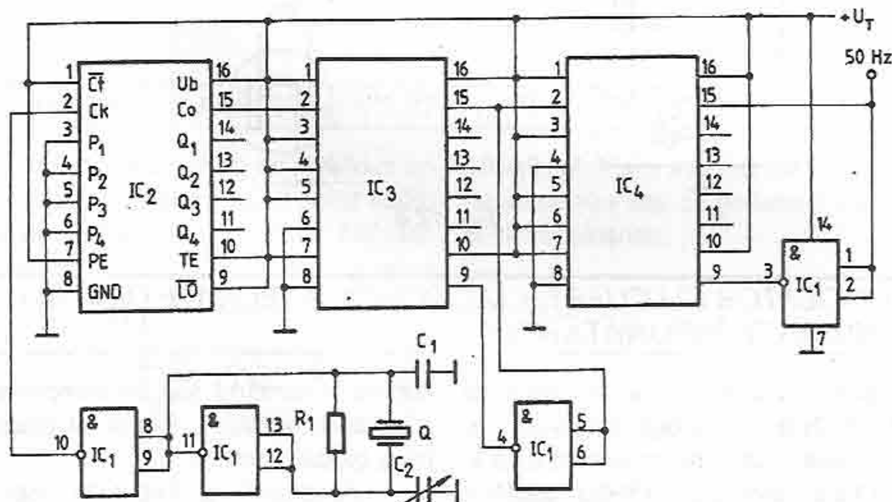


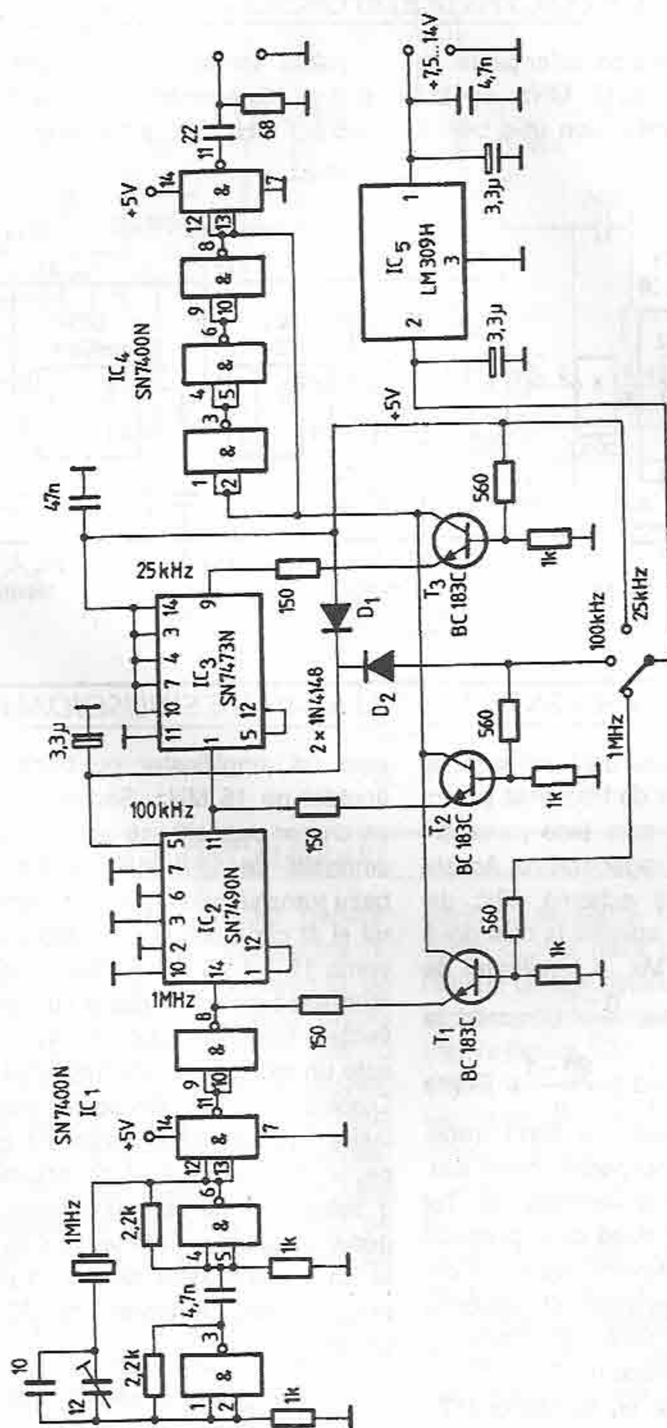
Fig. 17.6

7. CALIBRATOR

Verificarea etalonării scalelor receptoarelor sau a unor generatoare de semnal se poate face cu calibratorul cu schema din figura 17.7.

Plecând de la un oscilator cu cuarț cu frecvența de 1 MHz, realizat cu un circuit SN7400N, se obține frecvența fundamentală, apoi se face divizarea semnalului. Componentele rezultate sunt foarte bogate în armonice.

Acest montaj poate fi cuplat la un vobuloscop pentru markeri de 25 kHz, 100 kHz și 1 MHz.


IC1
SN7400N
IC2
SN7490N
IC3
SN7473N
IC4
SN7400N
IC5
LM309H
1MHz
100kHz
25kHz
+5V
+7,5...14V
2 × 1N4148
D1
D2
T1
BC 183C
T2
BC 183C
T3
BC 183C
2,2k
4,7n
1k
150
560
47n
3,3µ
22
68
4,7n
10
12
Fig. 17.7

8. GENERATOR DE FRECVENȚE ETALON

Plecând de la un etaj oscilator pilotat cu un cristal de cuarț de 10 MHz, se pot obține și alte frecvențe etalon utile pentru măsurători.

Astfel aparatul, prin divizări succesive cu 2 și 10, permite obținerea frecvențelor de 5 și 1 MHz, 500 și 100 kHz.

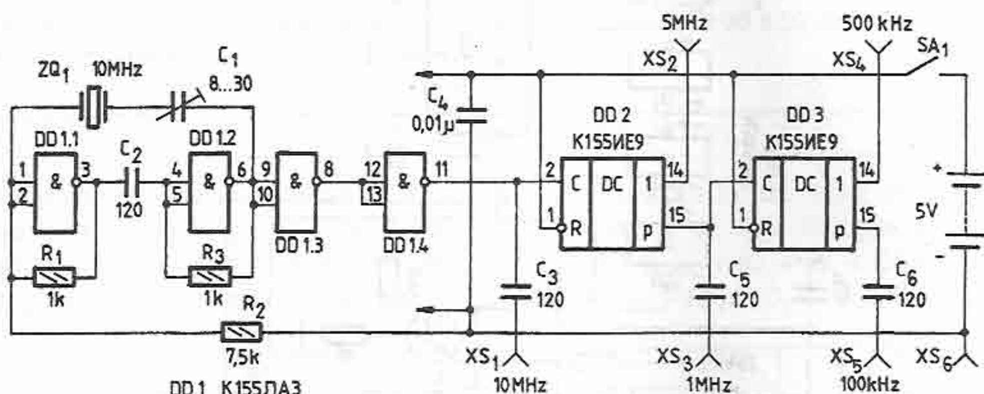
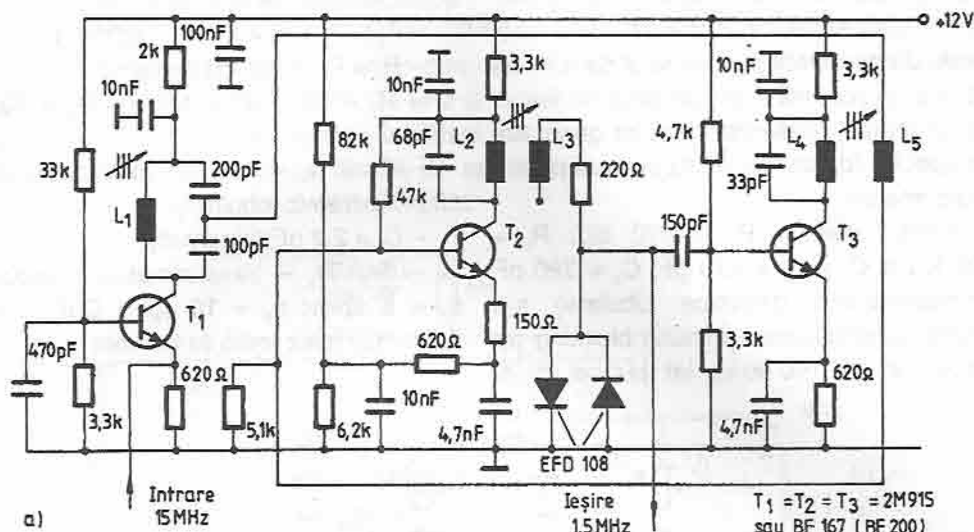


Fig. 17.8

9. DIVIZOR DE FRECVENȚĂ PENTRU SEMNALE SINUSOIDALE

În figura 17.9.a este dată schema de principiu a unui divizor de frecvență pentru semnale sinusoidale, care face parte din categoria divizoarelor regenerative. Aceste divizoare au la bază schema bloc din figura 17.9.b. În urma aplicării la cele două intrări ale mixerului Mx a frecvenței de divizat f și a frecvenței $\frac{n-1}{n}f$, rezultă la ieșirea lui frecvențele $\frac{1}{n}f$ și $\frac{2n-1}{n}f$. Prima frecvență este selectată de filtrul trece-bandă și semnalul respectiv amplificat. Acest semnal este chiar semnalul util. Tot el este întors la mixer, după ce în prealabil a fost multiplicat ca frecvență de n – 1 ori. Astfel se obține o divizare a frecvenței semnalului cu n, dacă se face o multiplicare a frecvenței cu n – 1.

Primul etaj, realizat cu tranzistorul T_1, este un amplificator cu baza la masă, acordat pe 15 MHz. Semnalul luat de pe un divizor capacitiv se aplică împreună cu semnalul de 13,5 MHz (indus în L_5) pe baza tranzistorului T_2, care formează mixerul și al cărui circuit este acordat pe frecvența 15 – 13,5 = 1,5 MHz. Acest montaj realizează deci o divizare cu zece a frecvenței. Etajul realizat cu tranzistorul T_3 este un multiplicator de frecvență cu nouă. Diodele EFD108 limitează semnalul de ieșire, îmbogățindu-i conținutul în armonice, iar circuitul oscilant din colectorul lui T_3 o selectează pe cea de-a noua. Schema generează la ieșire un semnal de 1,5 MHz și 1,5 V amplitudine, pentru un semnal de prag (minim) la intrare de 15 MHz și 60 mV.



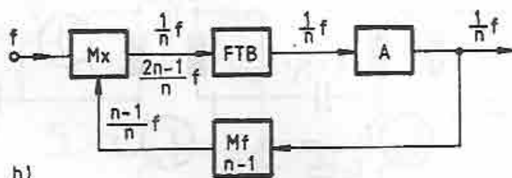


Fig. 17.9

10. GENERATOR DE CALIBRARE

În schema din figura 17.10.a generatorul blocking realizat cu tranzistorul T_1 este sincronizat de cristalul de cuarț Q, pe subarmonica a doua a acestuia (figura 17.10.a). Acest etaj realizează, deci, o primă divizare cu doi ($f_1 = 0,5f_0$) a frecvenței de oscilație a cuarțului (sau a frecvenței unui generator sinusoidal care ar sincroniza primul blocking; acest generator care are, în general, rezistența internă mică, se conectează între Cv și masă, în serie cu C_1).

Impulsurile electrice din colectorul tranzistorului T_1, de durată mică (fracțiuni de μs), având o alternanță negativă și una pozitivă, se aplică prin condensatorul de cuplaj C_3, pe baza generatorului blocking realizat cu tranzistorul T_2, pe care îl sincronizează, de exemplu, la fiecare al treilea impuls (figura 17.10 b). În acest mod, se obține o a doua divizare a frecvenței cu trei, deci, în total, montajul realizează o divizare cu 2 x 3 = 6.

Printr-o alegere judicioasă a valorilor R_2, C_1 și R_6, C_4, C_5, se poate obține un raport de divizare total de 8 ... 12. În acest fel, pornind de la un cristal de cuarț cu o frecvență mai ridicată (100 ... 120 kHz) se poate obține un generator de impulsuri negative de durată scurtă și frecvență de

repetiție stabilă de 8 ... 12 kHz. Tranzistorul T_3 este legat ca diodă (în lipsa unei diode de comutație) și are rolul de a limita alternanța pozitivă a impulsurilor de ieșire. Acest montaj poate constitui un generator de spectru (de calibrare) cu aplicații pentru radioamatori.

Pentru valorile R_2 = 270 kΩ, R_6 = 820 kΩ și C_1 = C_4 = 270 pF, C_5 = 390 pF (condensatoare ceramice tubulare) s-a obținut sincronizarea primului blocking pe frecvența de 140 kHz, iar cu cel de-al doilea, divizări de ordinul 3 ... 5.

– T_1 = T_2 = T_3 = BC101 (BC107)

– R_2 = R_2 = 100 kΩ (trimere)

– R_3 = R4 = 47 – 130 Ω; R_4 = 500 – 1000 Ω

– C_2 = C_6 = 100 nF (plachetă); C_3 = 10 pF (ceramic tubular)

– C_7 = 2,2 nF (plachetă)

– Tr_1, Tr_2 – transformatoare toroidale n_1 = 6 spire; n_2 = 10 spire CuEm, ϕ = 0,3 mm și miez ferită 8x4x1 mm

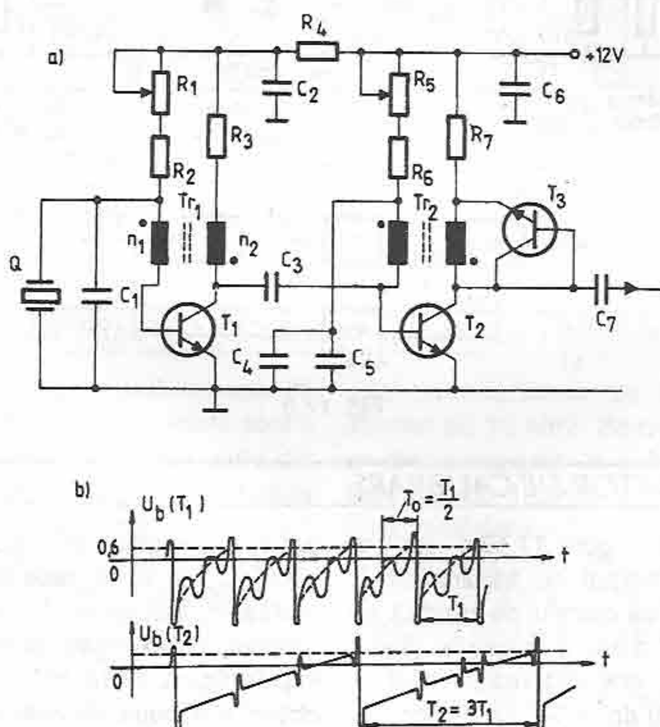


Fig. 17.10

11. DIVIZOR 100 kHz / 25 kHz

Plecând de la un cuarț de 100 kHz, cu montajul din figura 17.11 obținem unele semnale de 25 kHz utile pentru vobuloscop (markeri) sau pentru etalonarea unor oscilatoare.

12. DIVIZOR DE FRECVENȚĂ CU CIRCUITUL 4017

Montajul permite obținerea unor semnale etalon de 100 kHz, 50 kHz, 20 kHz și 10 kHz. Frecvența de bază este furnizată de un oscilator cu cuarț ce pleacă de la 100 kHz și se aplică pe pinul 14 a circuitului 4017, circuit care realizează divizări cu 2, 5 și 10.

Tranzistoarele din schemă pot fi și de tip BC107 sau similare.

32768 : X =

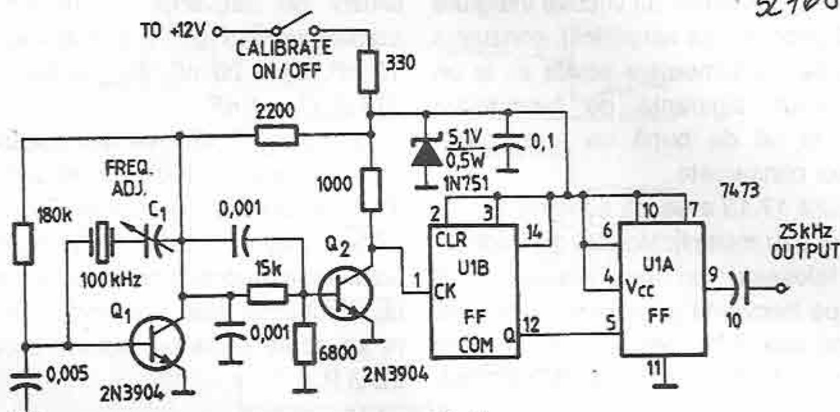


Fig. 17.11

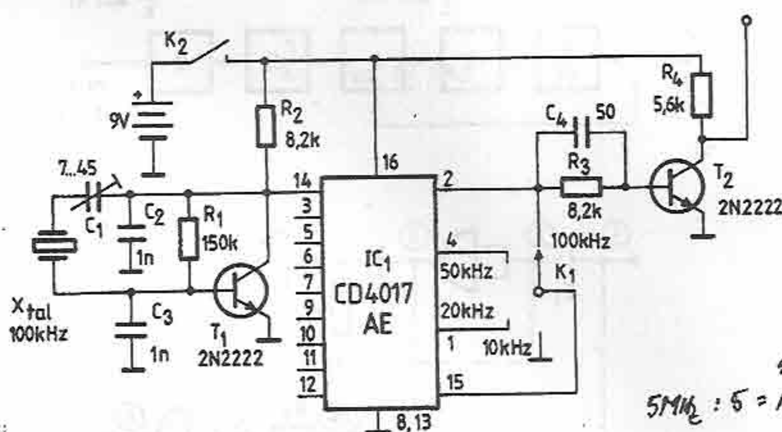


Fig. 17.12

5MHz : 5 = 1MHz 100K 10K

13. DIVIZOR ȘI MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ CU CIRCUITUL INTEGRAT CDB400

Dacă multiplicarea de frecvență în tehnica TTL este un proces mai puțin aplicat practic, divizarea de frecvență este des întâlnită. Ea se realizează în general cu triggeri de tipul CDB437 sau cu circuite speciale de tipul CDB490 (divizor cu 5 x 2 = 10), CBD4192 (numărător zecimal reversibil), CDB493 (numărător sincron de

4 biți). Toate aceste circuite sunt mult mai costisitoare decât circuitul ȘI – NU CDB400. În cele ce urmează se prezintă o metodă economică de a obține un divizor (sau un multiplicator) de frecvență de mare raport (2 ... 30) folosind un singur circuit CDB400.

Pe lângă economia de circuite integrate realizată (montajul se simplifică), consumul de la sursa de alimentare scade și, la un reglaj corect, siguranța de funcționare poate fi la fel de bună ca și în cazul schemelor consacrate.

În figura 17.13.a se dă schema bloc a divizorului sau multiplicatorului de frecvență. El folosește un multivibrator (MV) lucrând pe frecvența aproximativă f/k (mai redusă cu cca. 10%) respectiv kf în cazul multiplicării. Multiplicatorul este sincronizat periodic de semnalul TTL de la intrare diferențiat în prealabil. Semnalul este trecut printr-o poartă P și integrat, apoi printr-un circuit de refacere R se obține semnalul dorit.

În figura 17.13.b se dă schema de principiu care este foarte simplă. Un divizor de frecvență cu 16 s-a obținut practic lucrând cu: f = 1000 kHz, C_1 = 10 nF, C_2 = 20 nF, R_{1max} = 500 Ω, R_2 = 470 Ω, C_3 = 1 nF.

În figura 17.13.c se dau oscilogramele obținute practic. Multivibratorul oscilează liber cu perioada reglabilă T = $2R_1C_2$ = 17,5 μs (figura 17.13.c.2). În regim sincronizat aceasta scade la 16 μs. Un alt avantaj al schemei este că raportul k de divizare se poate regla cu ajutorul potențiometrului R_1.

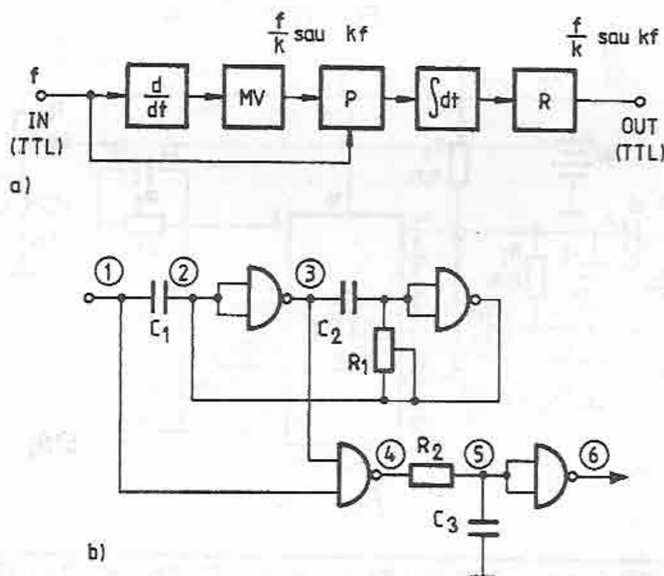


Fig. 17.13

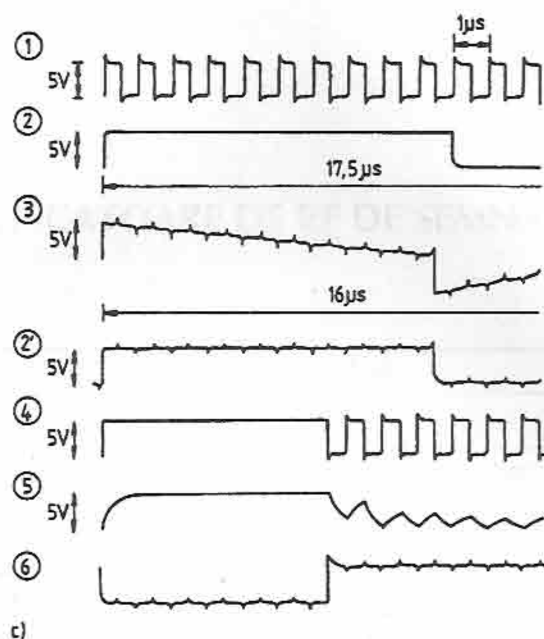


Fig. 17.13c

AMPLIFICATOARE DE RF DE SEMNAL MIC

1. AMPLIFICATOR PENTRU UL, UM ȘI US

Montajul este conceput să amplifice cu rezultate bune în banda 100 kHz – 10 MHz, deci undele lungi, medii și scurte.

Câștigul amplificatorului este mai bun de 28 dB. Alimentarea se face din două surse.

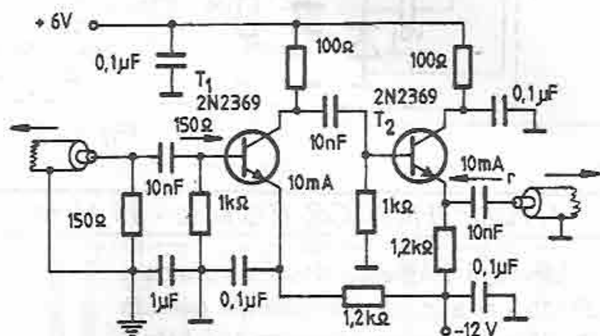


Fig. 18.1

2. AMPLIFICATOR DE IMPULSURI

Schema din figura 18.2 prezintă un amplificator cu banda de 9,8 MHz și cu zgomot propriu foarte mic, foarte bun pentru transmiterea impulsurilor.

Impedanța de intrare este de 20 kΩ și amplificarea de 32 dB.

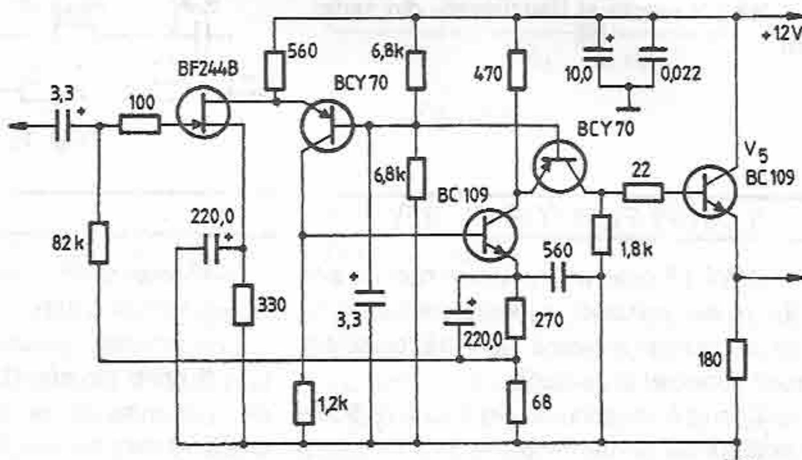


Fig. 18.2

3. AMPLIFICATOR - FORMATOR PENTRU FRECVENȚMETRU

Montajul din figura 18.3 este util pentru amplificarea și formarea semnalelor de până la 30 MHz la intrarea frecvențmetrelor.

La intrarea etajului cu FET sunt montate două diode de protecție; acestea pot fi 1N4148, iar tranzistorul se poate înlocui cu BF245. Etajul formator este compus din două celule NAND. Se vor utiliza circuitele indicate în schemă sau CBD4004.

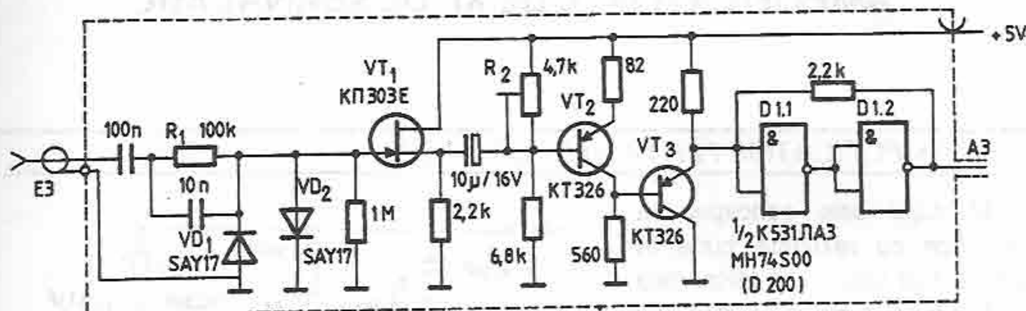


Fig. 18.3

4. AMPLIFICATOR 100 kHz - 35 MHz

Montajul folosește două tranzistoare GT313A și asigură o amplificare până la 70 dB în banda de frecvențe 100 kHz ÷ 35 MHz.

Montajul este fără circuite acordate, fapt care împiedică apariția autooscilațiilor.

Se pot monta și tranzistoare din seria AF.

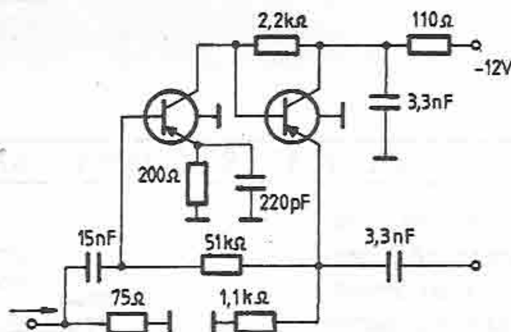


Fig. 18.4

5. AMPLIFICATOR CU BFW 17

BFW 17 este un tranzistor npn cu siliciu, planar-epitaxial, cu structură multiemitor, în capsulă metalică TO – 39, cu colectorul conectat la capsulă.

Circuitul din schema din figura 18.5 are următoarele performanțe:

– Frecvența de tranziție: 1,1 GHz.

– Câștig în putere: 16 dB la 200 MHz.

În montaj valoarea elementelor este: L_1 = 3 spire din sârmă de cupru argintată de 1,4 mm; pasul 2,7 mm; diametrul interior 8 mm; prize la 0,5 și 1,5 spire de la

masă. L_2 = 5,5 spire din sârmă de cupru argintată de 1,4 mm; pasul 2,2 mm; diametrul interior 8 mm. L_3 = 3 spire din sârmă de cupru argintată 1,4 mm; pasul de 3,3 mm; diametrul interior 8 mm. L_4 = 5,5 spire din sârmă de cupru argintată 1,4 mm; pasul 2,2 mm; diametrul interior 11 mm.

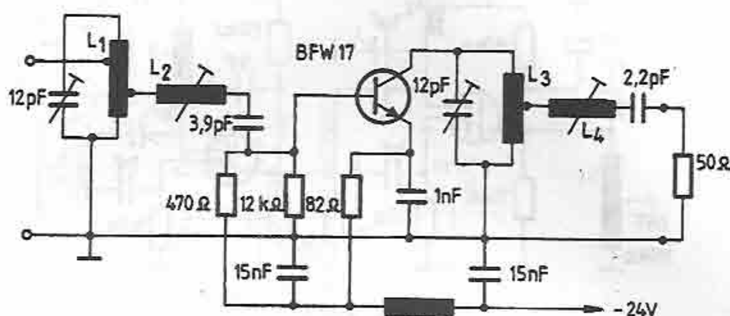


Fig. 18.5

6. AMPLIFICATOR PENTRU UUS

Montajul realizează un câştig de 10 dB în banda de UUS (60 – 80 MHz).

Bobina de intrare L_1 şi bobina de ieşire L_4 au 2 x 3 spire CuEm 0,6, iar bobinele L_2 şi L_3 au câte 9 spire CuEm 1.

Pe conexiunea de colector se montează o perlă de ferită. Cele două şocuri au câte 30 de spire CuEm 0,3 pe miez de ferită ∅ 3 mm.

Intrarea şi ieşirea sunt simetrice (Z = 300 Ω).

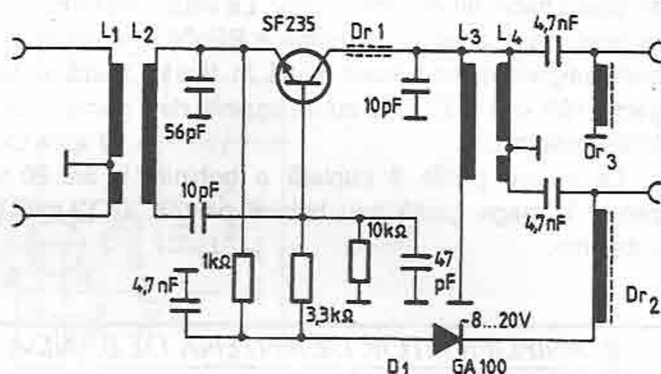


Fig. 18.6

7. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU 144 MHz

Un amplificator de antenă pentru 144 MHz se poate construi cu două tranzistoare 40673. El asigură un câştig de 36 dB cu o bandă de trecere de 3 MHz.

Bobina L_1 are 6 spire CuAg 0,45, priza la spira 4,5; bobina L_2 are 4 spire CuAg 0,5; bobina L_3 are 6 spire, iar L_4 are 3 spire, ambele din sârmă CuAg 0,5.

Bobinajul este fără carcasă, având diametrul de 5 mm.

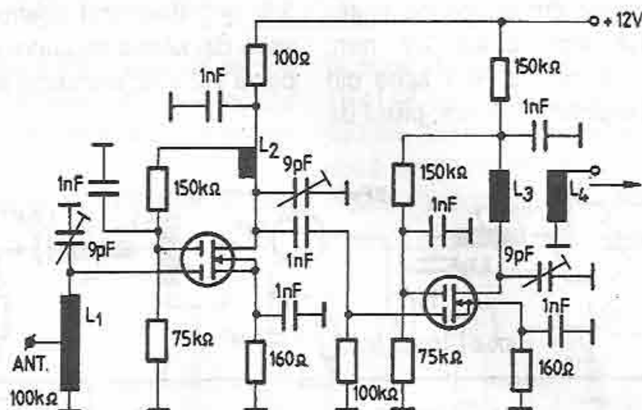


Fig. 18.7

8. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ

Pentru sensibilizarea unor receptoare se poate folosi un preamplificator. La intrare sunt plasate două tranzistoare BF900, care asigură o amplificare bună în toată gama 100 kHz ÷ 30 MHz cu un zgomot de fond foarte mic.

La intrare poate fi cuplată o bobină pentru întreaga gamă sau bobine pentru subgame.

Cu un condensator variabil C_2 = 20 ÷ 600pF și cu o bobină L_1 = 1,2 μH se acoperă gama 6 ÷ 32 MHz. Dacă se montează și bobina L_2 = 25 μH, se acoperă gama 1,3 ÷ 7,1 MHz. Bobina L_1 are 10 spire CuEm 0,6 pe carcasă ∅ 8 mm, iar L_2 are 20 de spire CuEm 0,25 pe carcasă ∅ 12 mm. (Figura 18.8).

9. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ DE BANDĂ LARGĂ

Cu un tranzistor BFY90 se poate construi un amplificator de antenă cu un câștig de peste 15 dB în banda de 100 kHz ÷ 100 MHz, deci care acoperă gamele UL, UM, US și UUS.

Acest amplificator se alimentează din baterii (9 V) ca să aibă zgomot propriu cât mai mic.

Amplificarea se reglează din potențiometrul P_1.

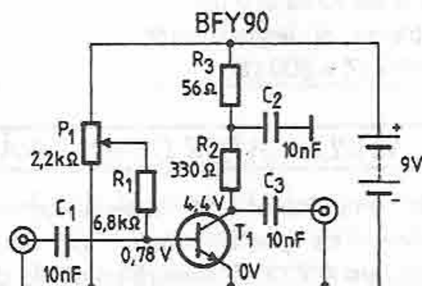


Fig. 18.9

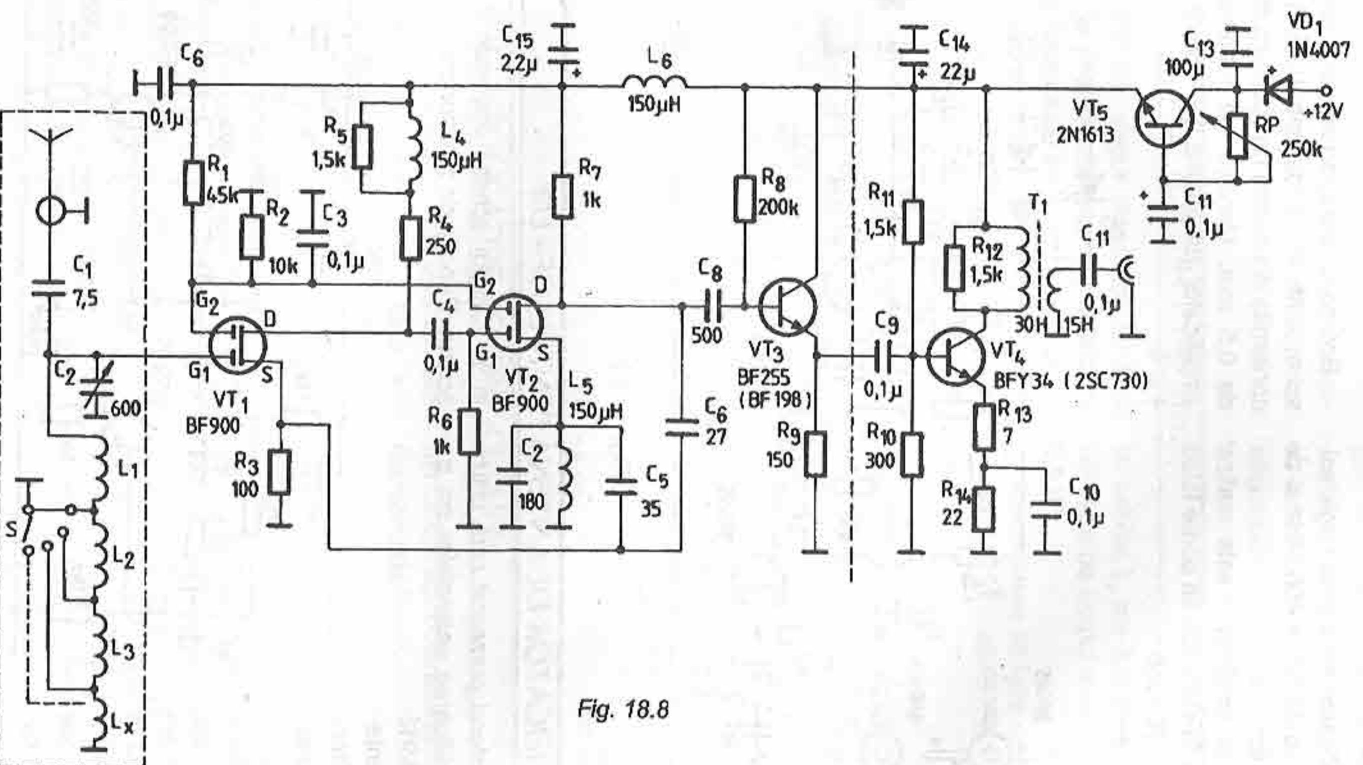

C6
0,1µ
C1
7,5
C2
600
L1
L2
L3
Lx
S
R1
45k
R2
10k
C3
0,1µ
R5
1,5k
L4
150µH
R4
250
G2
D
G1
S
VT1
BF900
R3
100
C4
0,1µ
G2
D
G1
S
VT2
BF900
R6
1k
C2
180
L5
150µH
C5
35
C15
2,2µ
R7
1k
L6
150µH
C8
500
C6
27
R8
200k
VT3
BF255
(BF198)
R9
150
C14
22µ
R11
1,5k
C9
0,1µ
R10
300
R12
1,5k
T1
30H
15H
C11
0,1µ
VT4
BFY34 (2SC730)
R13
7
R14
22
C10
0,1µ
C13
100µ
VT5
2N1613
C11
0,1µ
VD1
1N4007
+12V
RP
250k

Fig. 18.8

10. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU UIF

Acest amplificator de bandă largă asigură un câștig de 40 dB la 400 MHz și de 20 dB la 800 MHz.

Primul etaj de amplificare este realizat cu un tranzistor BFG65, dar se poate folosi și un tranzistor 2SC3358.

Bobina L_1 are 2 spire, iar L_2 are 20 de spire, ambele cu diametrul de 3 mm și construite din sârmă de cupru cu diametrul de 0,5 mm. Montajul se recomandă ca amplificator de antenă TV pentru benzile 4 și 5.

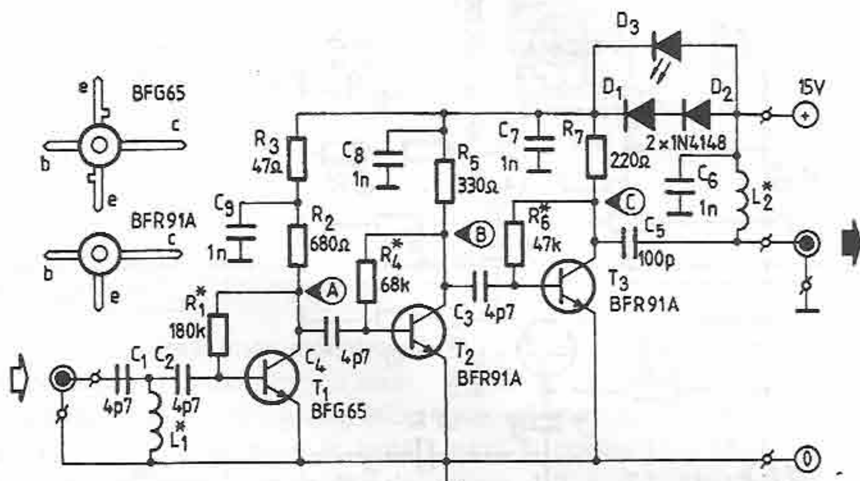


Fig. 18.10

11. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU FIF - UIF

Preamplificatorul prezentat este utilizabil pentru amplificarea semnalelor din gama 40 – 850 MHz provenite din antenă, din toate benzile de televiziune.

Primul etaj, echipat cu un tranzistor BFR99, are ca sarcină un rezistor de 1,8 kΩ în curent continuu și o sarcină de trei ori mai mică în curent alternativ prin circuitul următor în T; câștigul acestui etaj este destul de scăzut. Punctul de funcționare este stabilit

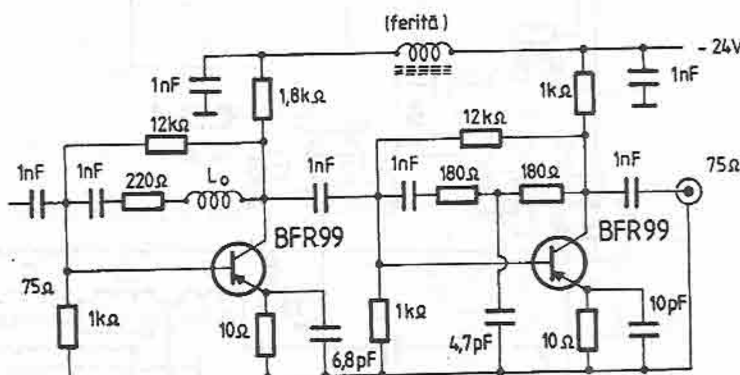


Fig. 18.11

cu divizorul 12 kΩ / 1 kΩ din care se alimentează baza.

Circuitul care stabilește banda de trecere este format de grupul 1 nF - 220 Ω - Lo. Bobina Lo are două spire din sârmă cu diametrul de 0,5 mm, bobinate pe un suport de rezistor cu diametrul de 6 mm.

Intrarea și ieșirea amplificatorului se fac cu cablu coaxial de 75 Ω. Alimentarea este asigurată dintr-o sursă de 24 V.

12. AMPLIFICATOR 144 - 440 MHz

Utilizând un singur tranzistor de tipul BFR91, se poate realiza un amplificator ce lucrează în gama 144 - 440 MHz cu un câștig mediu de 4 dB.

În montaj, bobina L_1 are 4 spire cu diametrul de 5 mm, din sârmă CuEm 0,5, iar bobina L_2 are 5,5 spire din CuEm 0,65, bobinate pe corpul unui rezistor de 10 kΩ - 0,5 W.

Alimentarea se face cu 12 V, consumul fiind de aproximativ 5 mA.

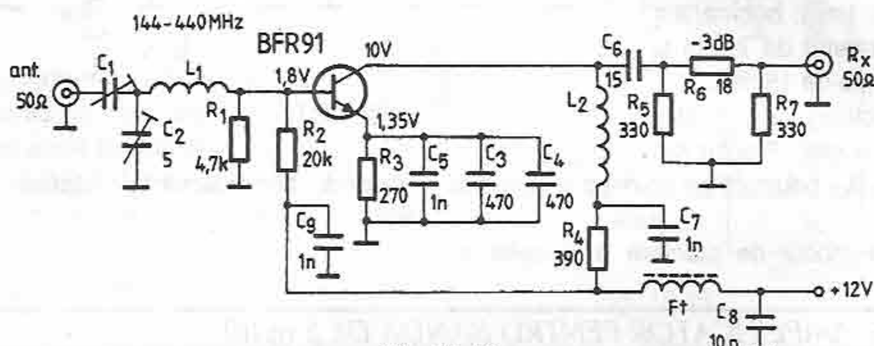


Fig. 18.12

13. PREAMPLIFICATOR PENTRU 432 MHz

Acest preamplificator este utilizabil pentru recepția semnalelor din 432 MHz, asigurând un câștig de 11 dB. Tranzistorul utilizat este AF139, AF235, AF442.

Tranzistorul este montat cu baza la masă, intrarea semnalului de la antenă făcându-se pe emitor. În colector este conectat un circuit oscilant format din linia L și condensatorul semivariabil C_4. Linia L este construită din sârmă de cupru cu diametrul de 1,2 mm și are lungimea de 33 mm.

Bobina de la intrare are 3 spire din CuEm 0,5 bobinate fără carcasă pe un diametru de 3mm.

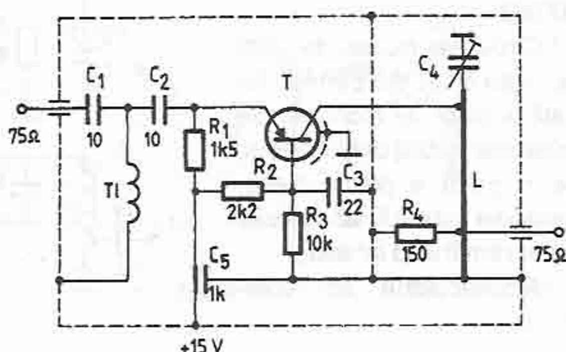


Fig. 18.13

Alimentarea se face cu 15 V din baterii. Prin manevrarea condensatorului semivariabil C_4 cu valoarea 0,5 – 5 pF, preamplificatorul se poate folosi și la recepția canalelor 22 – 26 TV.

14. AMPLIFICATOR PENTRU BANDA DE 2 m (I)

Recepția în comunicațiile EME în banda de 2 m poate fi optimizată dacă se folosește un amplificator de tipul celui prezentat alăturat.

Bobina L_1 este confecționată din 7 spire CuEm 1mm; bobina are un diametru de 7 mm și lungimea de 15 mm.

Bobina L_2 are 3 înfășurări a câte 5 spire din CuEm 0,4 bobinate pe un miez în formă de opt.

Din modul de plantare a pieselor se observă alimentarea și fixarea mufelor BNC.

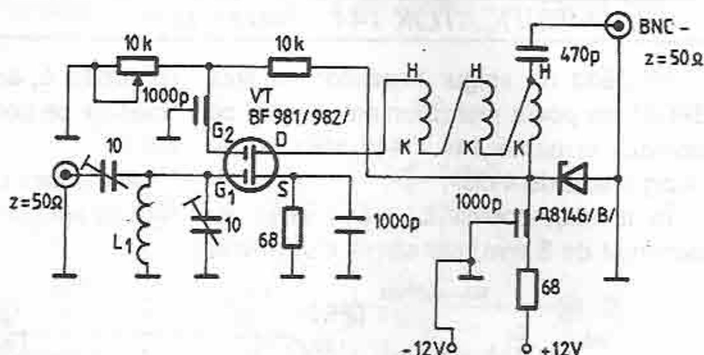


Fig. 18.14

15. AMPLIFICATOR PENTRU BANDA DE 2 m (II)

Radioamatorii începători care doresc să îmbunătățească performanțele recepției în banda de 2 m pot construi în acest scop acest amplificator.

Elementul principal este un tranzistor MOSFET tip BF963.

Circuitele rezonante sunt obținute chiar din partea placată a plăcii de montare. Se folosește cablaj dublu placat, pe o parte a plăcii executându-se cablajul, iar cealaltă parte rămânând intactă.

Amplificatorul se acordează din condensatoarele trimer, se închide într-o cutie metalică, după care se montează lângă dipolul antenei.

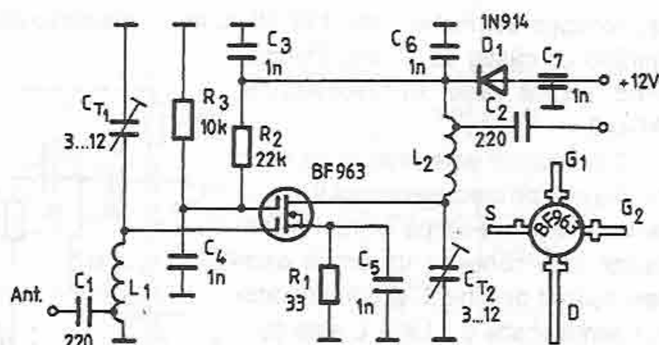


Fig. 18.15

16. AMPLIFICATOR PENTRU BANDA DE 10 m

Montajul are la intrare un circuit rezonant pe mijlocul benzii de 10 m format din L_1C_1, iar la ieșire un circuit rezonant pe aceeași frecvență (L_2C_4). Bobinele L_1 și L_2 se construiesc din sârmă de CuEm 0,4, bobinate pe carcase cu miez, ambele având câte 17 spire. Bobina L_1 are priză la spira 6. Cele două condensatoare de acord C_1 și C_4 au capacitatea cuprinsă între 5 și 15 pF. Evident, se poate utiliza și alt gen de bobine sau condensatoare, totul este ca ele să constituie circuite rezonante în 28 MHz.

La plantarea pieselor se va ține seama ca bobinele L_1 și L_2 să fie cu axele perpendiculare, în sensul că dacă L_1 este verticală, în mod obligatoriu L_2 trebuie să fie orizontală.

Întregul montaj se introduce într-o cutie metalică.

Acordarea circuitelor este cât se poate de simplă: se cuplează amplificatorul la intrarea receptorului. Condensatoarele C_1 și C_2 se fixează pe valoarea medie a capacității, se reglează apoi miezurile bobinelor (întâi L_1) pentru maximum de indicație pe S – metru.

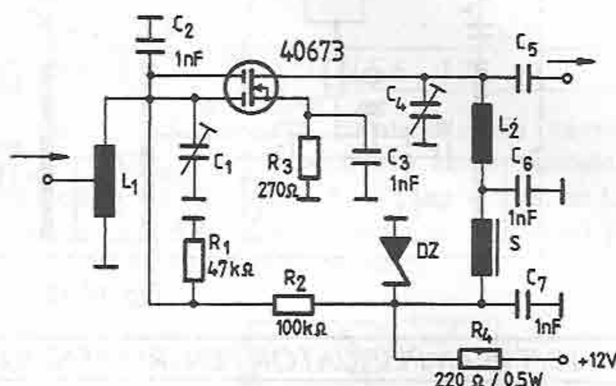


Fig. 18.16

17. AMPLIFICATOR CU BFY 90

Tranzistorul BFY90 este de tip npn cu siliciu, în capsulă metalică. Are frecvența de tranziție 1,4 GHz și un câștig în putere de 23 dB la 200 MHz.

Este destinat a lucra în etaje de intrare, cum ar fi amplificatoarele de radiofrecvență sau amplificatoarele de antenă pentru TV și radioamatori. Prezentăm în figura 18.17 schema electrică recomandată de constructor.

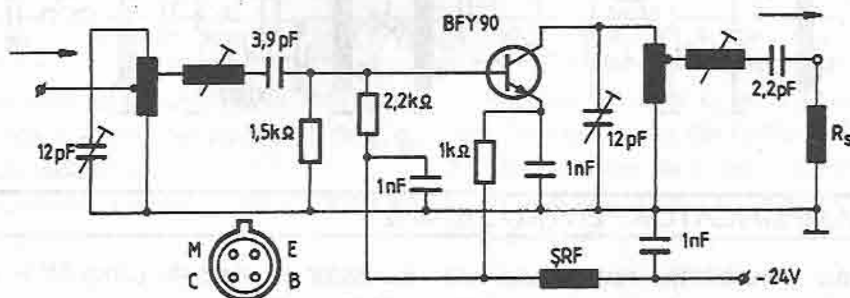


Fig. 18.17

18. AMPLIFICATOR PENTRU BANDA IV TV

Recepția emisiunilor de televiziune la mare distanță din banda IV se poate face cu amplificatorul din figura 18.18. Liniile din circuitele oscilante sunt construite chiar din circuitul imprimat. Elementele principale sunt tranzistoarele de construcție specială. Amplificatorul se montează imediat la ieșirea antenei.

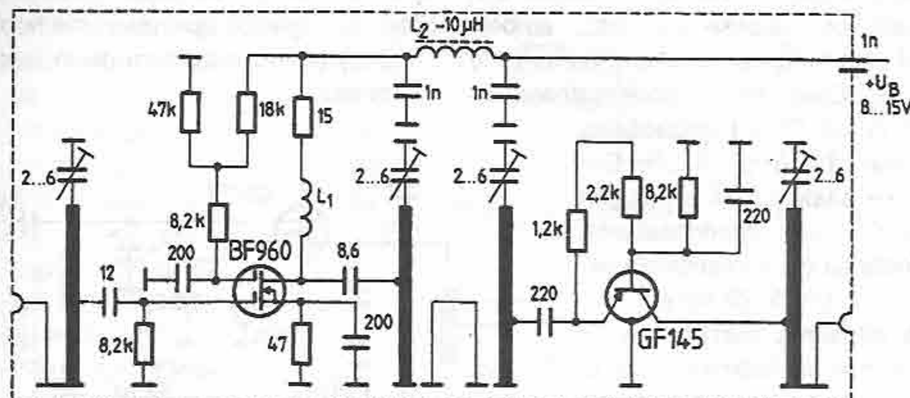


Fig. 18.18

19. PREAMPLIFICATOR PENTRU BENZILE IV ȘI V TV

Acest preamplificator poate fi utilizat în benzile IV și V de televiziune, dar numai cu tranzistoarele indicate. L_5 = 2 spire CuAg 0,8, L_6 = 12 spire, L_8 = 2 spire, L_9 = 10 spire, toate CuEm 0,3. Bobinele au diametrul de 8 mm.

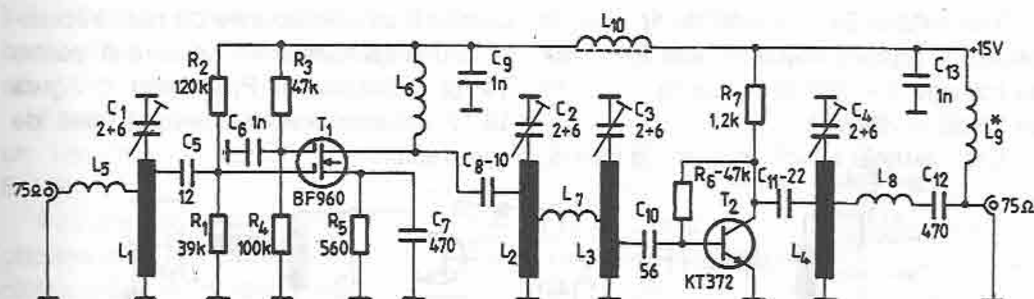


Fig. 18.19

20. AMPLIFICATOR PENTRU 28 MHz

Mărirea sensibilității receptorului de 28 MHz, în special pentru lucrul via satelit, se poate face cu un etaj suplimentar. Un astfel de montaj preamplificator are un tranzistor cu efect de câmp MPF102 sau BF245. Ambele circuite, de intrare și ieșire, sunt acordate pe 28 MHz.

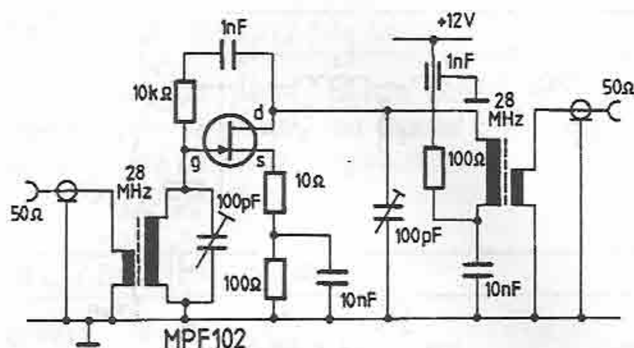


Fig. 18.20

21. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU CANALELE 6 - 12

Montajul din figura 18.21 este recomandat pentru canalele TV 6 - 12.

Pentru ca zgomotul propriu să fie cât mai mic, sunt utilizate două tranzistoare cu germaniu AF139.

Acordul pe fiecare canal se realizează din condensatoarele trimer 10 - 40 pF, iar amplificarea maximă cu un zgomot mic se obține din polarizarea tranzistoarelor. Reglând cele două potențiometre, se urmărește ca valorile tensiunilor să fie foarte apropiate de cele indicate pe schemă.

Bobinele se construiesc din sârmă CuEm 0,6, fără carcase, cu un diametru de 6 mm. Astfel, L_1 și L_3 au 7 spire, iar L_2 are 5 spire. Montajul se poate construi și pentru banda de 144 MHz.

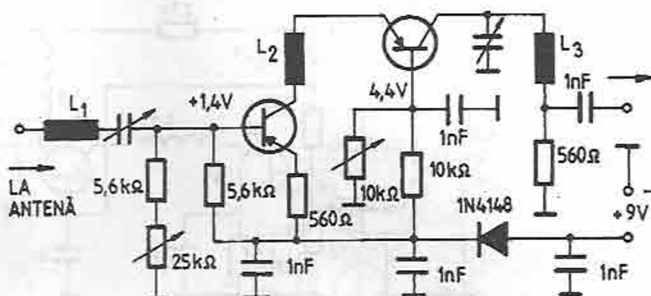


Fig. 18.21

22. PREAMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU BANDA DE 2 m

Preamplificatorul de antenă din figura 18.22 este construit pentru banda de 2 m rezervată radioamatorilor.

Se folosește un singur tranzistor de tip SF245 (BF).

Bobinele L_1, L_2 și L_3 au diametrul de 4 mm, fiind construite din CuEm 0,6. L_1 și L_3 au câte 10 spire, iar L_2 are 4 spire. Bobina L_4 are 8 spire CuEm 0,8, diametrul bobinei fiind de 7 mm.

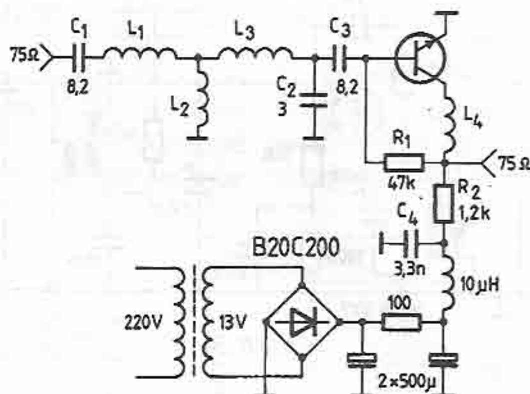


Fig. 18.22

23. PREAMPLIFICATOR PENTRU CANALUL 11 TV

Pentru recepția programelor TV din canalul 11, preamplificatorul alăturat are o deosebită eficiență. Cele două tranzistoare sunt de tipul AF139 sau AF239. Bobinele L_1 și L_3 au câte 4 spire Ø6 CuEm 0,6, iar L_2 are 3 spire Ø6 din CuEm 0,4.

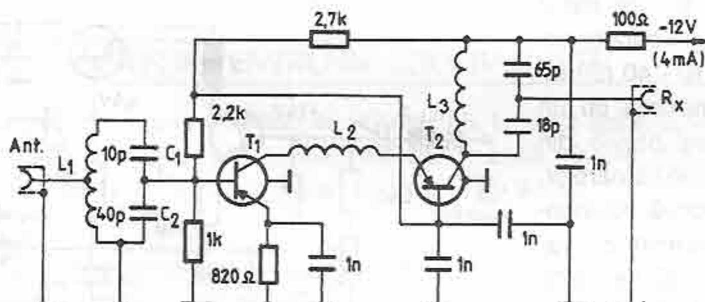


Fig. 18.23

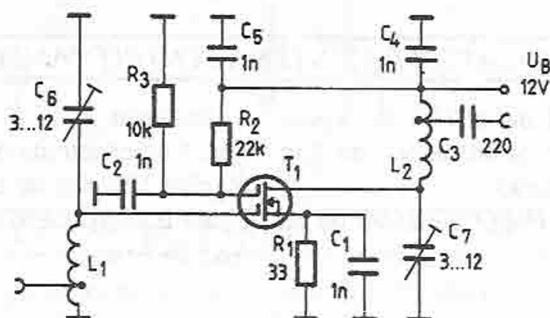


Fig. 18.24

24. PREAMPLIFICATOR PENTRU 144 MHz

Cu un tranzistor BF981 se poate construi un preamplificator în banda de 144 MHz, ce asigură un câștig de 25 dB. De remarcat lipsa circuitelor oscilante clasice: bobinele sunt confecționate chiar din circuitul placat, după cum se vede în figura 18.24.

25. APLICAȚII CU BFW11

Tranzistorul BFW11, din producția curentă românească, poate fi utilizat cu bune rezultate în montajele construite de radioamatori.

De obicei, în cataloage, acest tranzistor este recomandat pentru echipamente profesionale, având zgomot propriu foarte redus. Datorită faptului că tranzistorul FET are un comportament în circuit similar cu al pentodelor, este recomandabil să intre în componența etajelor de radiofrecvență, nealterând factorul de calitate al circuitelor oscilante.

Ca amplificator de antenă sau etaj de intrare într-un radioreceptor pentru banda de 2 m, este recomandată schema din figura 18.25.a. Aici, circuitul oscilant de intrare este format din bobina L_2 și condensatorul trimer C_2. Bobina L_1 și condensatorul C_3 formează un circuit oscilant serie care realizează neutralizarea. Sarcina etajului este formată din L_3 și C_6. Amplificarea etajului se reglează din potențiometrul R_1.

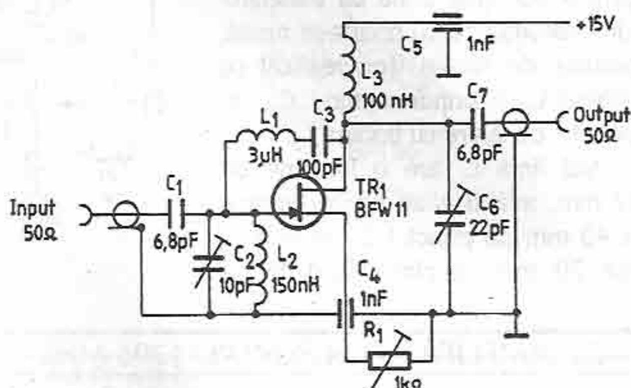


Fig. 18.25a

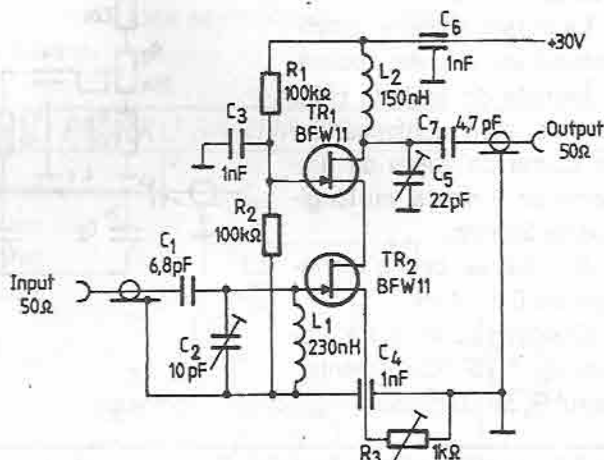


Fig. 18.25b

Un alt montaj care are aceleași aplicații dar, evident, cu performanțe ridicate este amplificatorul cascod din figura 18.25.b.

La acest amplificator factorul de zgomot este foarte mic, de 3 dB. Se recomandă ca tranzistoarele să fie selectate ca să aibă I_{DSS} similare.

Tranzistorul BFW11 are aplicații și la frecvențe mult mai mari, de exemplu în banda de 70 cm. Un montaj de amplificare tipic pentru 432 MHz este ilustrat în figura 18.25.c. Configurația schemei arată că tranzistorul se montează cu poarta la masă, circuitul de intrare fiind realizat cu bobina L_1 și condensatorul C_3, iar circuitul de ieșire cu bobina L_2.

Aici linia L_1 are o lungime de 62 mm, având priza pentru antenă la 40 mm de punctul E, iar linia L_2 are 70 mm, cuplajul fiind tot la 40 mm. Ambele linii sunt din sârmă de cupru cu diametrul de 1,2 mm.

Din aceste exemple se observă cât de util poate fi BFW11 în cele două benzi rezervate radioamatorilor, 144 și 432 MHz.

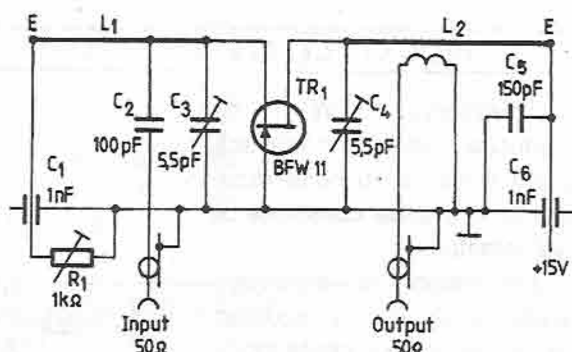


Fig. 18.25c

26. AMPLIFICATOR PENTRU 1296 MHz

Elementul principal al acestui amplificator îl constituie tranzistorul BFR90.

La intrare și ieșire, amplificatorul are circuite oscilante, formate din liniile L_1 și L_2. Acestea sunt confecționate din sârmă de cupru cu diametrul de 3 mm și cu lungimea de 20 mm.

Acordul se obține cu trimere de 0,8 – 6 pF.

Condensatoarele de trecere au 1 nF. Cu potențiometrul R_2 se stabilește amplificarea montajului.

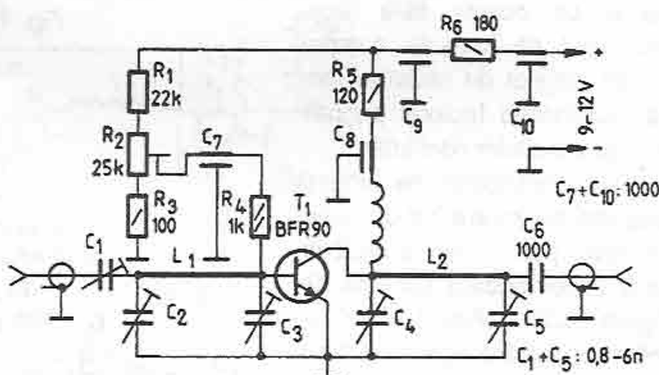


Fig. 18.26

27. AMPLIFICATOR PENTRU 144 MHz

Amplificatorul este folosit la recepția benzii de 144 MHz. Elementul principal este tranzistorul BFT66. Bobinele L_1 și L_2 au câte 5 spire cu diametrul de 6,5 mm, lungime de 8 mm, din sârmă ∅ 1 mm. (Figura 18.27).

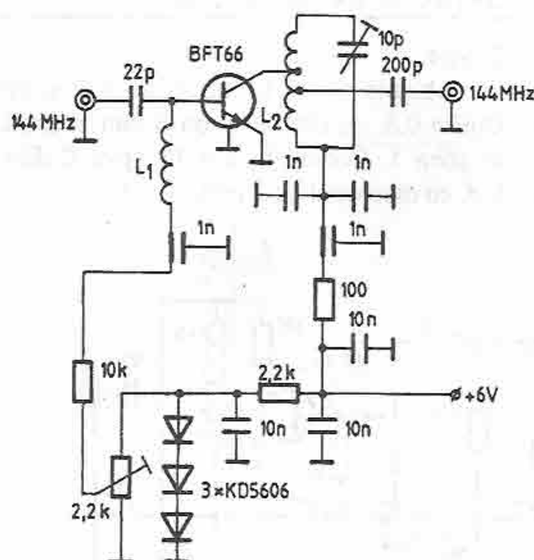


Fig. 18.27

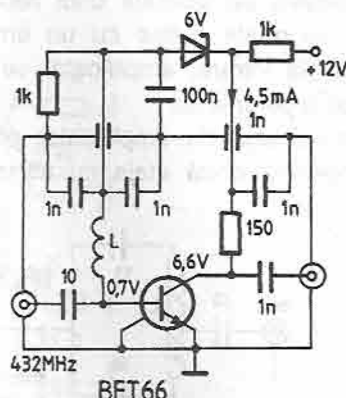


Fig. 18.28

28. AMPLIFICATOR PENTRU 432 MHz

Pentru recepția benzii de 432 MHz este foarte indicat amplificatorul de antenă alăturat.

Elementul de bază îl constituie tranzistorul BFT66.

Alimentarea se face cu 12 V. Amplificatorul se montează pe antenă.

29. AMPLIFICATOR CASCOD PENTRU BANDA DE 2 m

Cu un tranzistor SF245 și unul SF235 în montaj cascod se poate realiza un amplificator de antenă foarte eficace pentru banda de 2 m rezervată radioamatorilor.

Bobinele L_1 și L_4 sunt realizate din circuit imprimat, iar șocurile L_2, L_3, sunt bobinate pe miezuri de ferită cu diametrul de 2 mm (35 de spire CuEm 0,2). Trimerele R_2 – R_4 stabilesc regimul de funcționare și amplificarea montajului.

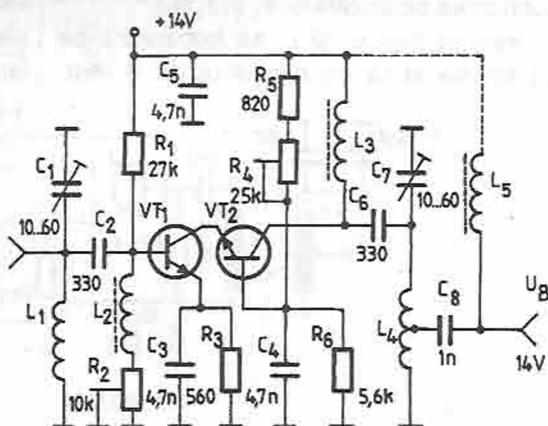


Fig. 18.29

30. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU BANDA DE 2 m

Mărirea sensibilității unui receptor de 2 m se poate obține cu un amplificator montat la intrare, amplificator ce poate fi plasat și pe antenă.

În schema de amplificator prezentată se observă două etaje cu tranzistoarele BF224.

Bobinele L_1 și L_3 au câte 3,5 spire CuEm 0,5, cu diametrul de 5 mm și priză la spira 1. Bobina L_2 are 16 spire CuEm 0,3, cu diametrul de 3 mm.

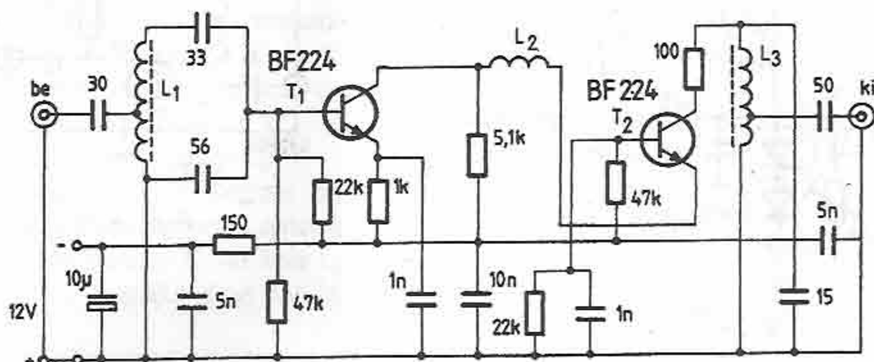


Fig. 18.30

31. AMPLIFICATOR DE RF

Schema pe care o propunem are avantajul unei mari stabilități în funcționare, chiar dacă necesitățile impun folosirea a două sau mai multe etaje identice.

Alegerea sensului de lucru se face prin comutarea polarizării lui T_1 și T_2.

Inductanțele L_1 și L_2 se bobinează pe un tor de ferită cu diametrul de 8 mm. Bobina L_1 are 20 de spire, iar L_2 are 2 x 2 spire, ambele cu sârmă de 0,15 mm izolată cu email – mătase.

Priza lui L_1 este scoasă la spira 4. Datele bobinelor sunt pentru semnal de frecvență intermediară 10,7 MHz. Tranzistoarele T_1 și T_2 sunt de tipul BF215 sau similare.

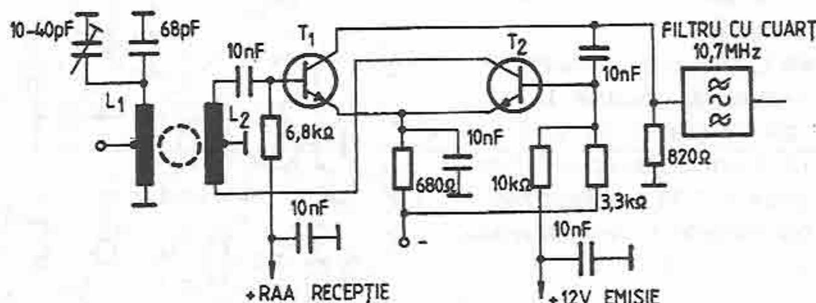
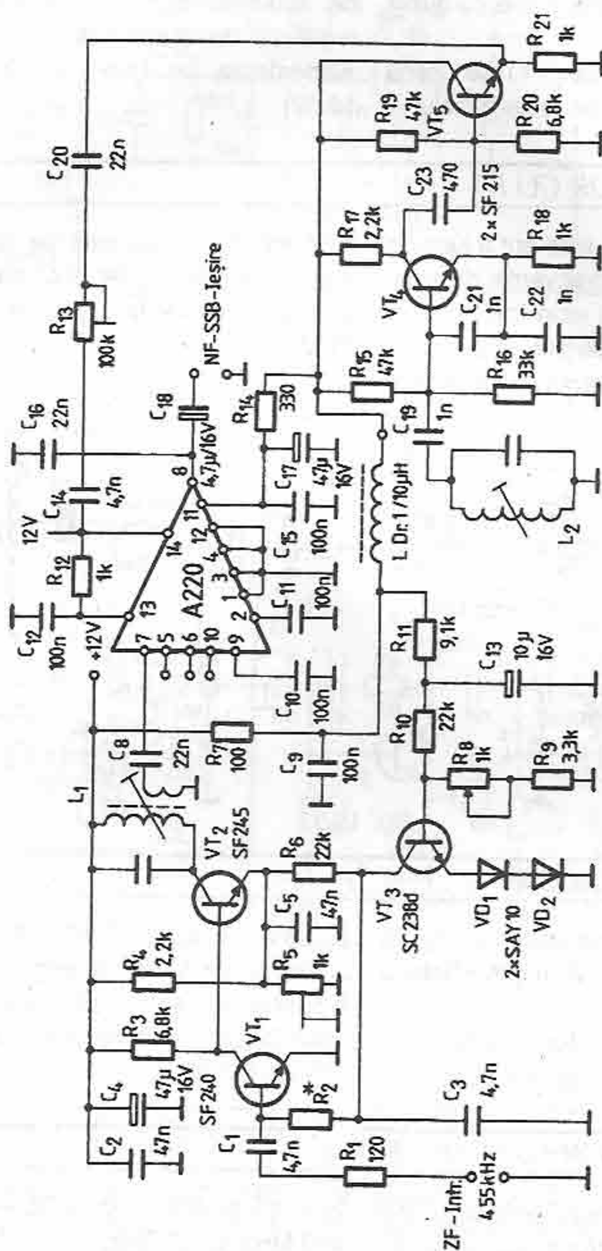


Fig. 18.31


ZF-Intr.
455kHz
R1
120
C1
4,7n
C2
47n
C4
47µ
16V
SF240
VT1
R2*
R3
6,8k
R4
2,2k
R5
1k
C5
47n
VT2
SF245
R6
22k
VT3
SC238d
VD1
VD2
2xSAY10
C3
4,7n
L1
C8
22n
R7
100
C9
100n
C10
100n
+12V
C12
100n
R12
1k
12V
C14
4,7n
C16
22n
R13
100k
C20
22n
A220
C11
100n
C15
100n
C17
47µ
16V
C18
4,7µ/16V
NF-SSB-Ieșire
R14
330
L Dr.1/10µH
R8
1k
R9
3,3k
R10
22k
R11
9,1k
C13
10µ
16V
C19
1n
L2
R15
47k
R16
33k
VT4
C21
1n
C22
1n
R17
2,2k
R18
1k
C23
470
2 x SF215
R19
47k
VT5
R20
6,8k
R21
1k
Fig. 18.32

32. AMPLIFICATOR PENTRU LUCRUL ÎN SSB

Acest montaj este recomandat pentru lucrul în SSB la radioreceptoarele cu dublă schimbare de frecvență.

La intrarea tranzistorului VT1 se aplică semnalul de 455 kHz, iar la terminalul 8 din circuitul A220 se obține componenta de audiofrecvență. Oscilatorul local este construit din tranzistoarele VT4 și VT5. Alimentarea se face cu 12 V. (Figura 18.32).

33. AMPLIFICATOR CU KT-3101

Tranzistorul KT-3101 este apt a lucra la frecvențe foarte înalte (frecvența de tranziție egală cu 6 GHz) și este foarte util și radioamatorilor pentru benzile superioare, 144 sau 432 MHz. Conectarea în montaj se poate face, așa cum se vede în schemă, atât cu plusul, cât și cu minusul sursei la masă. Alimentarea tipică se face la 12 V.

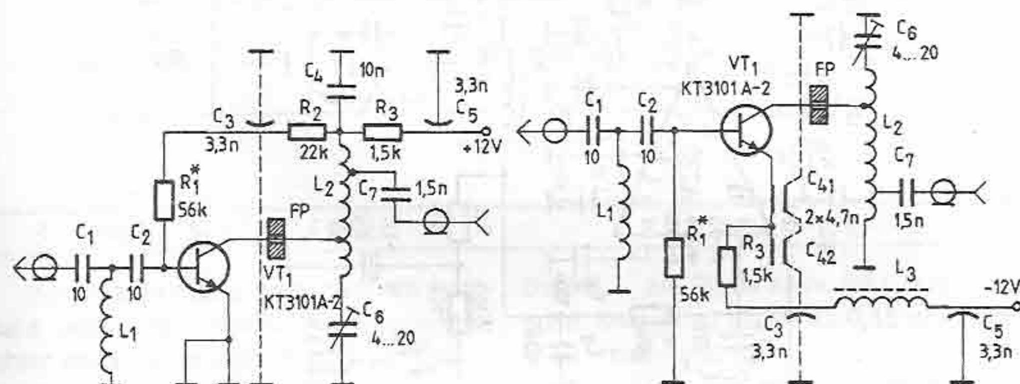


Fig. 18.33

34. AMPLIFICATOR 2 W

Puterea de ieșire a montajului din figura 18.34 este de 1,5 ÷ 2 W cu tranzistorul KT610 în etajul final.

L_{15} are două spire CuAg 1, bobinaj cu diametrul de 8 mm și lungimea de 5 mm. L_{16} are 9 spire CuAg 1, bobinaj cu diametrul de 5 mm și lungime de 10 mm. Bobinele L_{12} și L_{13} sunt identice; 20 de spire CuEm + M, bobinate pe rezistoare de 100 Ω / 0,1 W.

35. AMPLIFICATOR 10 MHz – 16 Hz

Folosind tranzistoare KT640 și KT642 se poate construi conform schemei din figura 18.35 un amplificator de antenă care lucrează în banda 10 MHz ÷ 1 GHz.

Amplificatorul are un câștig de 20 dB între 10 și 400 MHz și 25 – 28 dB între 400 MHz și 1,2 GHz.

Impedanța de intrare și cea de ieșire sunt de 50 Ω, iar alimentarea este asigurată de la o sursă dublă ± 15 V.

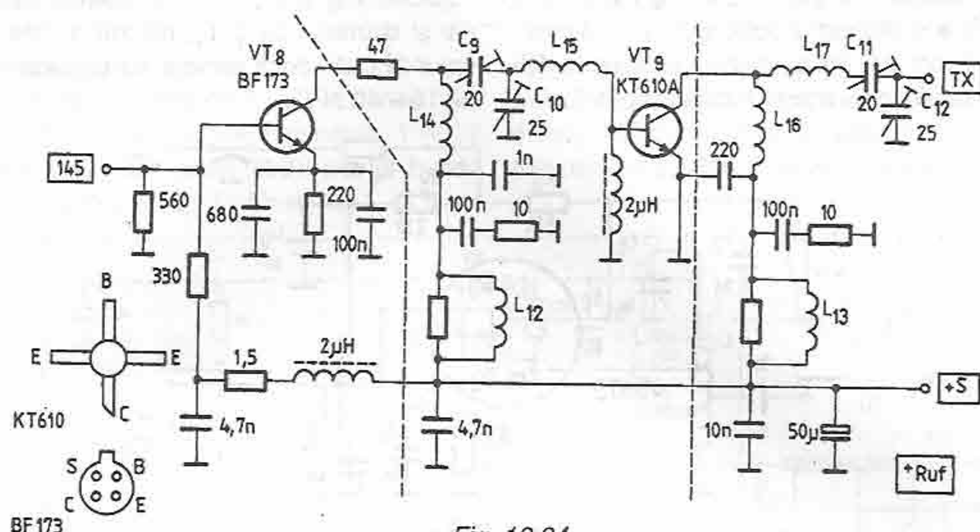


Fig. 18.34

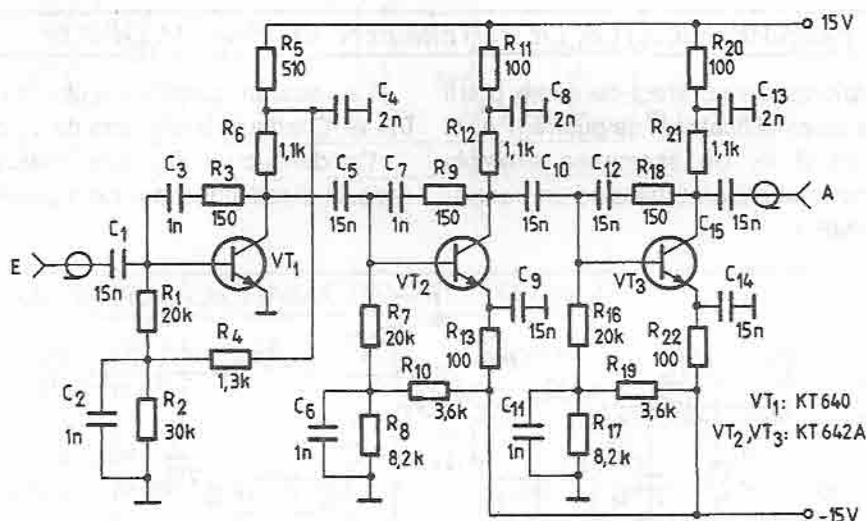


Fig.18.35

36. PREAMPLIFICATOR PENTRU UUS

Sensibilizarea unui receptor din UUS se obține prin atașarea unui preamplificator. Acest preamplificator poate fi montat la intrarea receptorului sau chiar pe antenă. Preamplificatorul trebuie să aibă zgomot propriu mic, amplificare mare și sensibilitate la intermodulație.

Un astfel de amplificator se poate obține cu un tranzistor de tip 40673, MOSFET dublă poartă.

Bobina L_1 are 5 spire CuAg 1,2, bobinate în aer, diametrul bobinajului fiind 8 mm.

Priza pentru antenă este la spira 1,5, iar pentru grila tranzistorului la spira 3.

Bobina L_2 are 4 spire cu același material și diametru ca și L_1, dar priza este la spira 2. Cele două trimere au capacitatea de 10 – 40 pF.

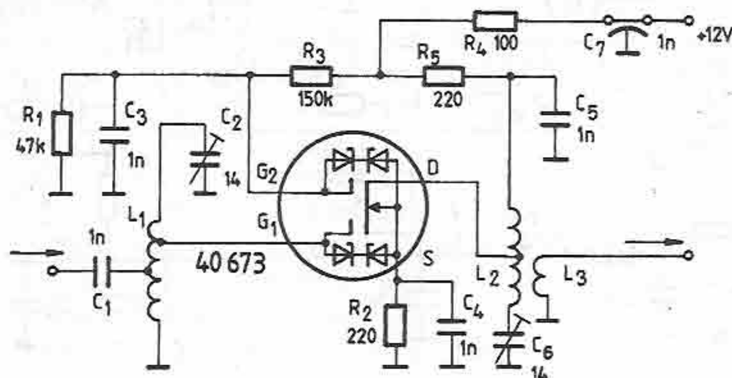


Fig. 18.36

37. PREAMPLIFICATOR DE PUTERE PENTRU BANDA DE 2 m

Tranzistoarele cu efect de câmp pot fi utilizate ca amplificatoare de putere (PA) în banda de 2 m. Un asemenea exemplu este prezentat alăturat, folosind un tranzistor tip VMP-1.

La intrarea amplificatorului se aplică 0,5 W. Câștigul etajului este de 11 dB.

Condensatorul C_{12} este realizat între capsulă și radiator și are circa 20 pF.

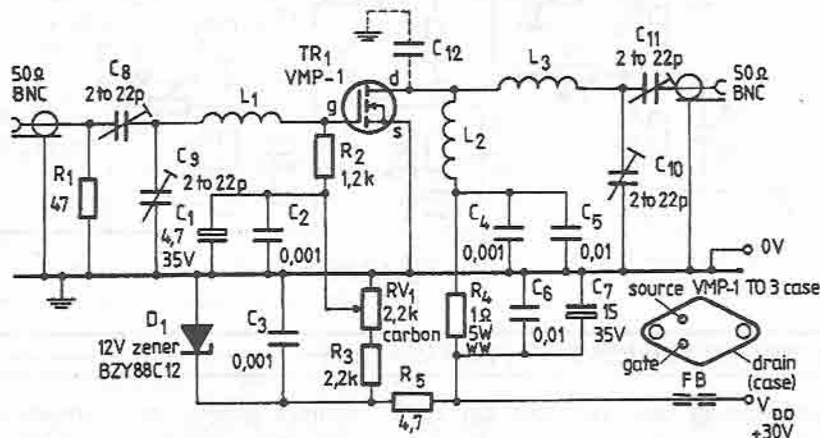


Fig. 18.37

38. AMPLIFICATOR UHF - VHF

Acest montaj asigură o bună amplificare cu un câștig de 30 dB în banda 30 – 500 MHz, deci în toate canalele 1 – 12 VHF, și un câștig de 10 dB pentru banda UHF (la 800 MHz). Bobinele L_1, L_2 și L_4 au câte 5 spire, toate din CuEm 0,3 – 0,5. Bobinele fără carcasă au un diametru de 4 mm. Aceste rezultate se obțin numai cu tranzistoare BFR96 alimentate la 24 V.

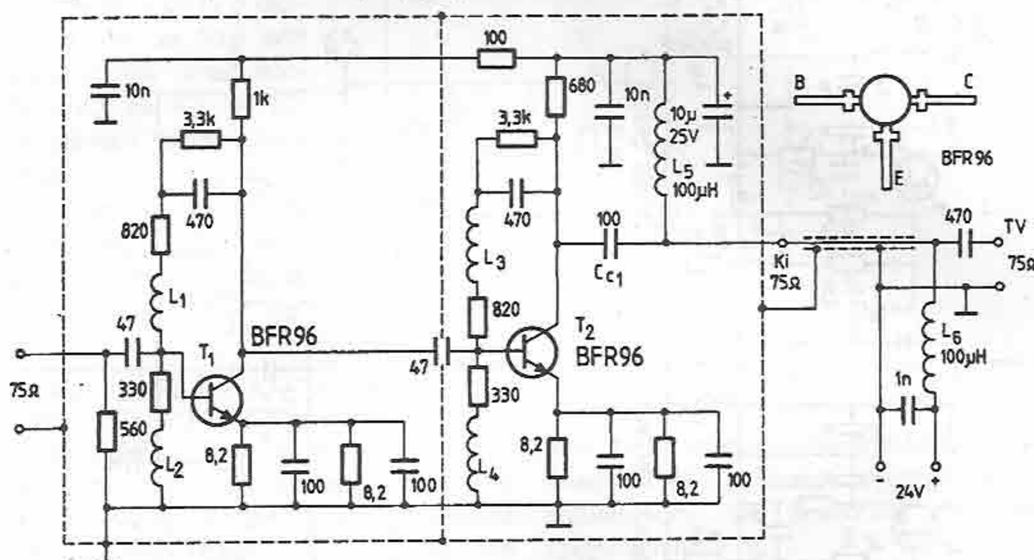


Fig. 18.38

39. AMPLIFICATOR LINIAR PENTRU SSB-FM-CW

La intrare în modulatorul cu diode Schottky se aplică semnal de la VFO (133,3 – 135,3 MHz) și semnal de 10,7 MHz modulat, pe circuitul L_1C_1 fiind deja semnal de 145 MHz. Puterea la ieșirea acestui amplificator liniar pentru SSB – FM – CW este de aproximativ 1 W.

Bobinele L_1 și L_3 au 4 spire 6mm; L_6 = 3 spire; L_7 = 2 spire; L_9 = 7 spire; L_{11} = 5 spire, toate din CuAg 1, pe diametrul de 6 mm.

L_2 este o perlă de ferită, restul sunt șocuri de radiofrecvență. (Figura 18.39).

40. AMPLIFICATOR PENTRU UIF

Acest preamplificator lucrează în banda 470 – 650 MHz, deci într-o gamă largă de frecvență, asigurând un câștig minim de 16 dB, utilizând tranzistoarele indicate pe schemă.

Bobinele se construiesc fără carcasă, din sârmă de cupru emailat, la care vom indica numărul de spire, diametrul sârmei și diametrul bobinei: L_1 = 3 spire 0,4 ∅4; L_2 = 5 spire 0,3 ∅3; L_3 = 8 spire 0,3 ∅3;

L_4 = 5 spire 0,3 ∅3; L_5 = 8 spire 0,5 ∅3; L_6 = 2 spire 0,3 ∅3; L_7 = 6 spire 0,5 ∅6.

Alimentarea montajului se face cu 12 V. Șocurile de radiofrecvență au câte 20 de spire CuEm 0,2 bobinate pe corpuri de rezistor de 10 kΩ.

Tranzistorul VT3 este BF479 sau SF245. (Figura 18.40).

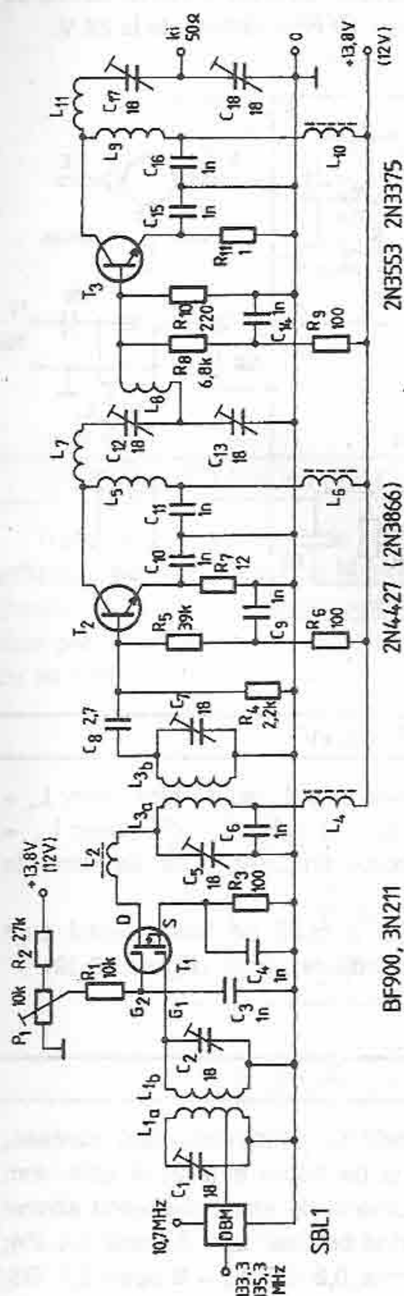


Fig. 18.39

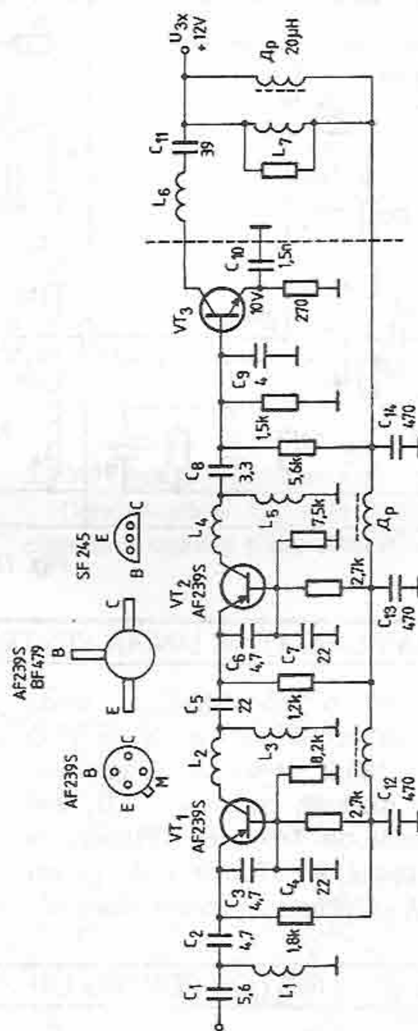


Fig. 18.40

41. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU RADIOAMATORI

Montajul este un preamplificator de antenă foarte util radioamatorilor care recepționează benzile de 160 și 80 m.

Trecerea de la o bandă la alta se face prin introducerea unui condensator de 470 pF (C) la intrarea preamplificatorului.

Bobina L_1 are 25 de spire din CuEm 0,25 bobinate pe carcasă cu miez de ferită.

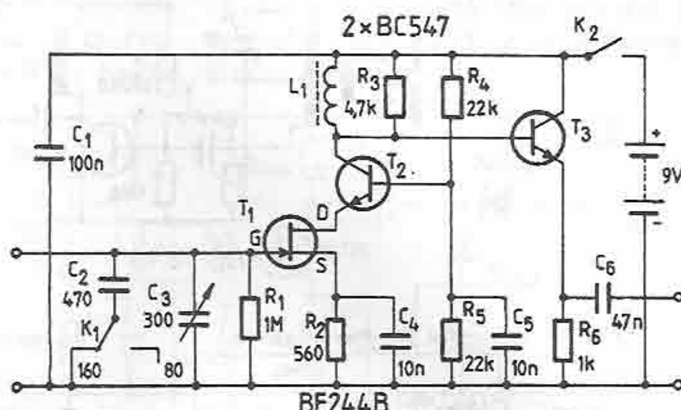


Fig. 18.41

42. AMPLIFICATOR CASCOD

În figura 18.42 este prezentat un amplificator cascod care funcționează bine în orice bandă de radioamatori. Cu ajutorul condensatorului variabil se pot acoperi două benzi inferioare sau trei benzi superioare. Poate fi utilizat în receptoarele superheterodină sau sincrodină din zone zgomotoase.

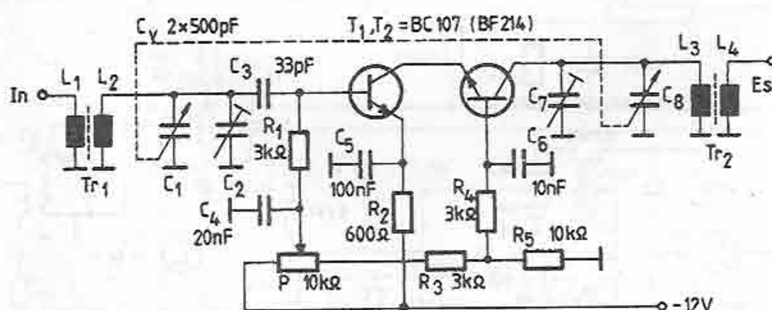


Fig. 18.42

43. AMPLIFICATOR DE ANTENĂ PENTRU UUS

Montajul este util amatorilor ce urmăresc recepționarea unui post îndepărtat ce lucrează în UUS.

La intrare apare un circuit acordat, iar sarcina etajului este o bobină. Bobina de intrare se cuplează direct la dipol (antenă) printr-un cablu bifilar. De la ieșire se cuplează cablu coaxial. Tranzistorul poate fi BF200 sau chiar 2N918. Amplificarea se reglează din potențiometru.

Bobina L_1 are 3 spire, L_2 are 7 spire CuEm 0,4 bobinate fără carcasă (diametrul 8 mm). La ieșire, bobina are 9 spire cu aceeași sârmă și același diametru ca și L_2.

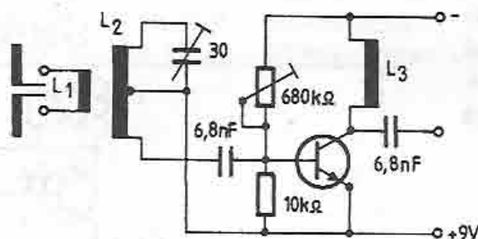


Fig. 18.43

Fig. 18.44

În figurile 18.44 – 18.53 sunt prezentate diferite scheme de amplificatoare de frecvență intermediară. Schemele din figurile 18.46, 18.53 utilizează filtre ceramice, iar cele din figurile 18.51 și 18.52 folosesc circuite integrate.

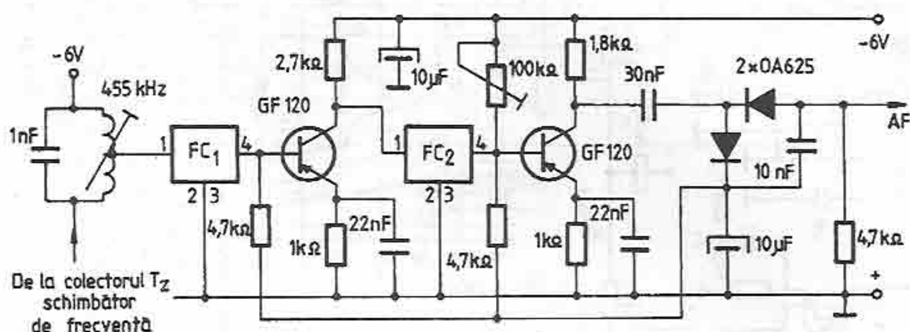


Fig. 18.45

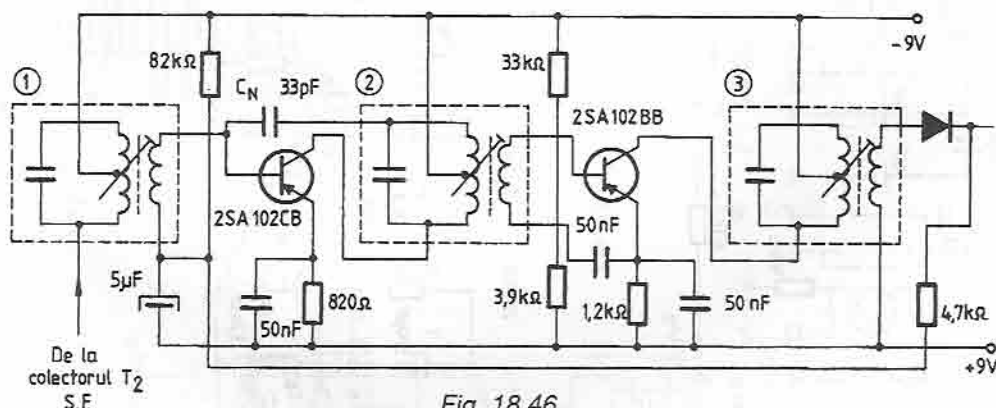


Fig. 18.46

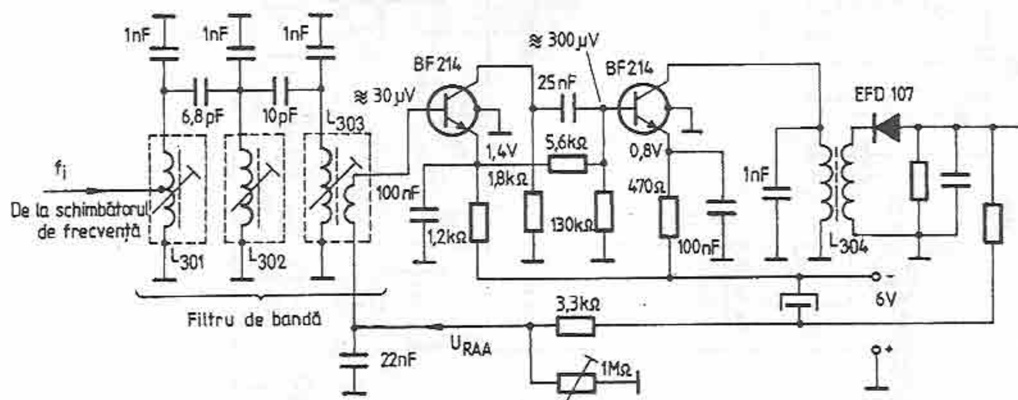


Fig. 18.47

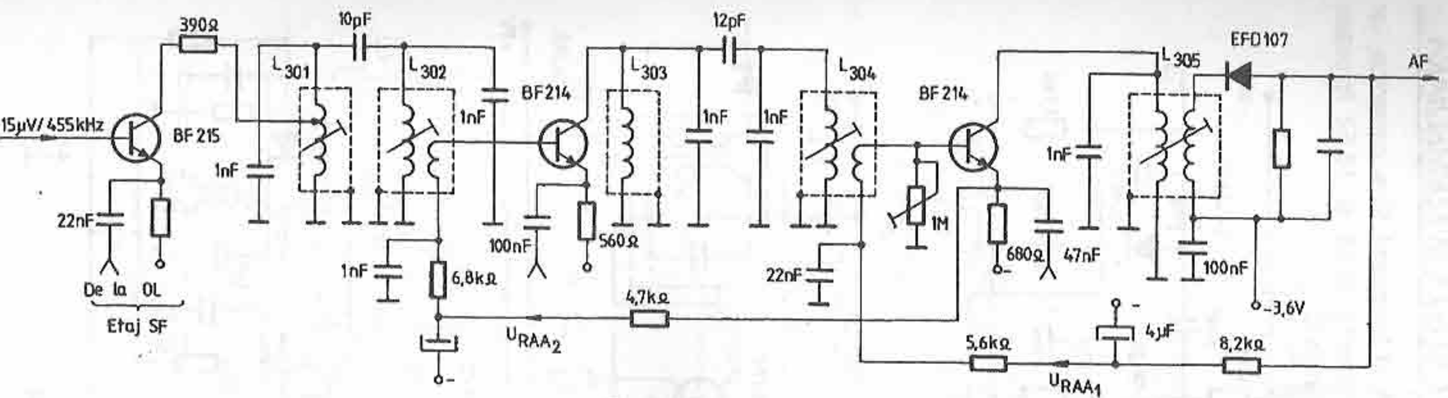


Fig. 18.48

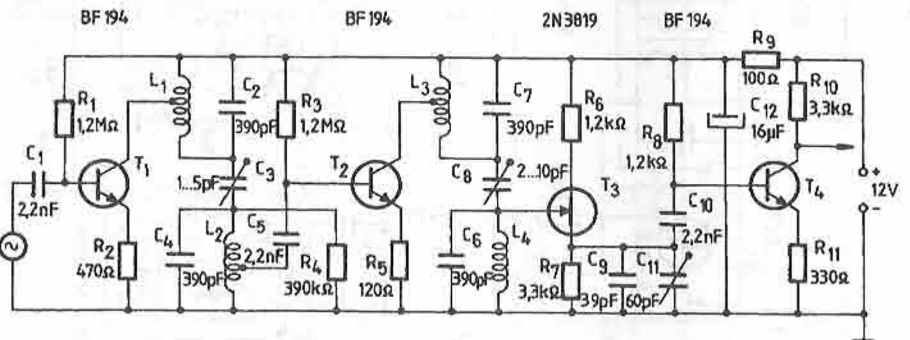


Fig. 18.49a

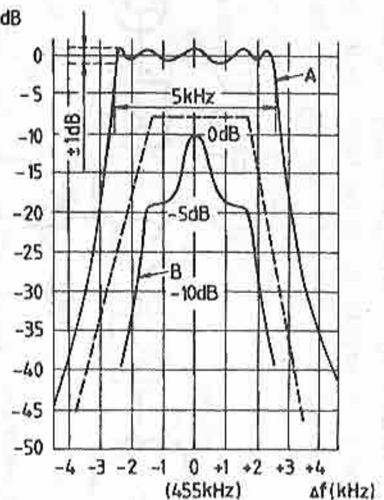


Fig. 18.49b

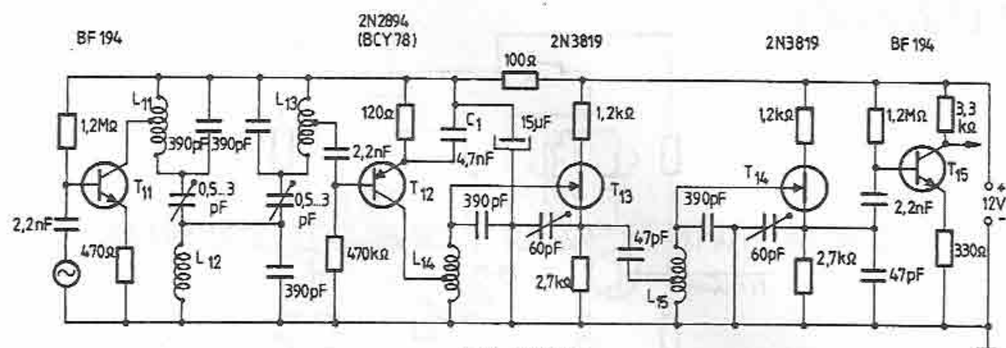


Fig.18.50a

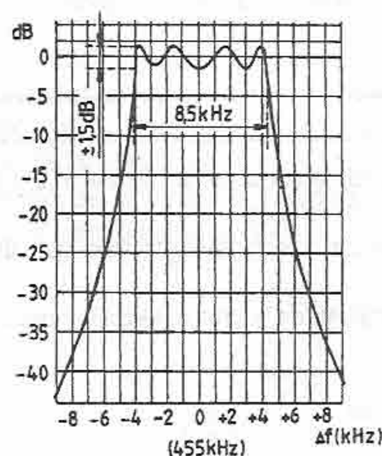


Fig. 18.50b

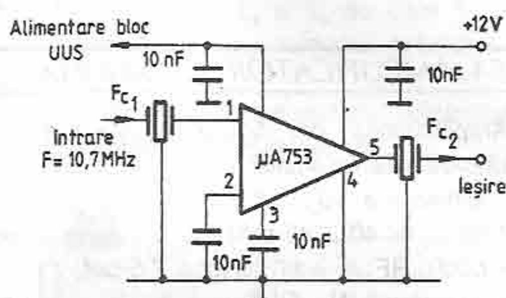


Fig. 18.52

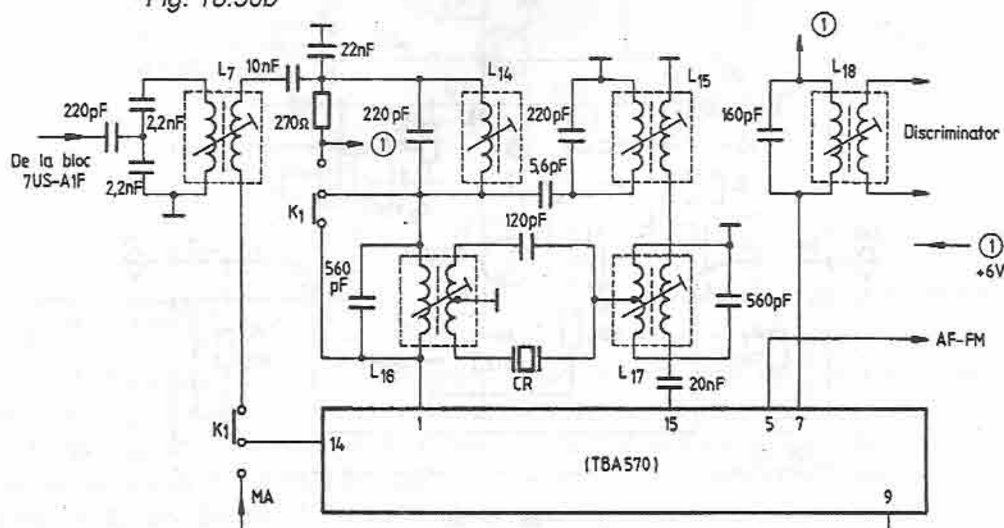


Fig. 18.51

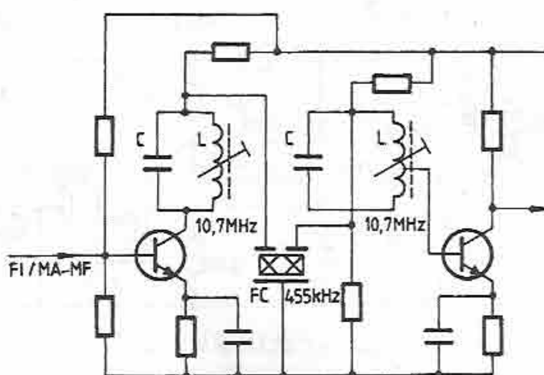


Fig. 18.53

54. AMPLIFICATOR 3 ... 30 MHz

Amplificatorul din figura 18.54 are următoarele caracteristici:

– alimentare: 10 ... 15 V;

– consum: 40 ... 45 mA;

– câștig RF: $A_u \approx 17$ dB (cca. 7,5 ori);

– impedanță IN – OUT: cca. 50 Ω;

– bandă de frecvență: 3 ... 30 MHz / –1 dB;

– zgomot echivalent la intrare: 0,2 μV (–14 dB μV la 50 Ω);

– grad de intermodulație: mai bun de –30 dB;

– posibilități de lucru: conectat – deconectat.

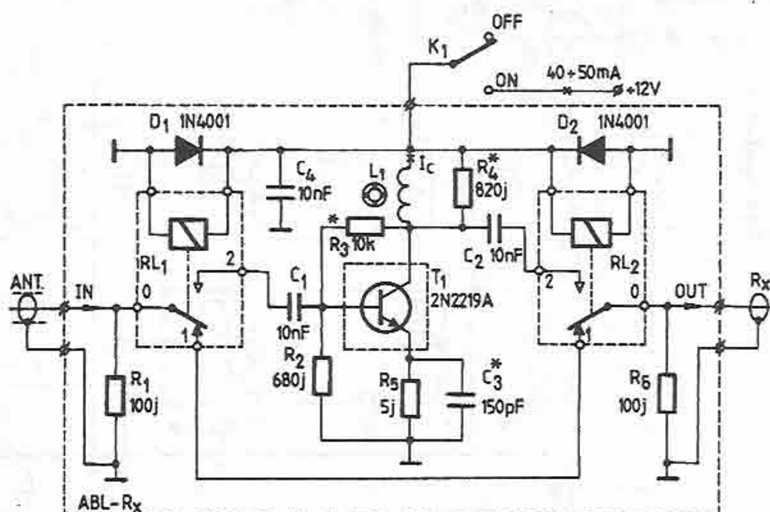


Fig. 18.54

AMPLIFICATOARE DE RF DE SEMNAL MARE

1. AMPLIFICATOR FIF – UIF

Montajul realizat cu piesele indicate în schemă debitează 0,4 V în banda 40 – 800 MHz. Amplificarea globală este de 28 dB. Montajul se poate folosi ca amplificator de antenă sau amplificator distribuitor pentru semnale TV.

Bobinele L_1, L_2 și L_3 au câte 5 spire CuEm ∅ 0,5, cu diametrul bobinelor de 3,5 mm.

Bobina L_4 este un șoc de radiofrecvență realizat pe un miez de ferită.

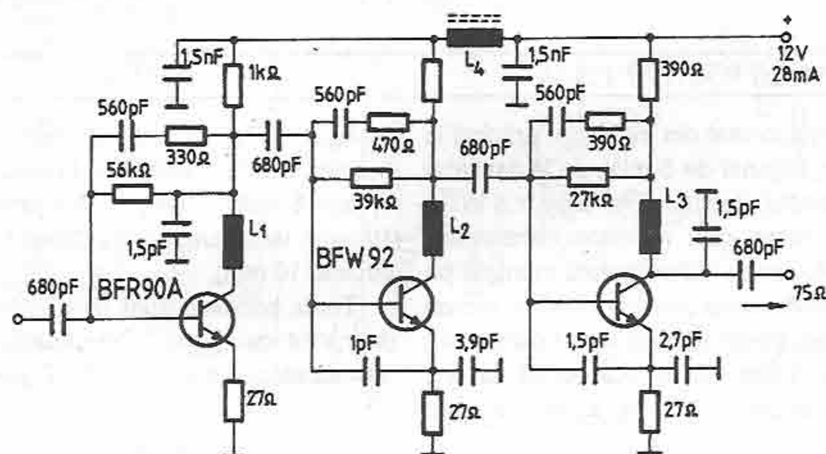


Fig. 19.1

2. AMPLIFICATOR 10 W

Cu tranzistoare BD139 se poate construi un amplificator liniar de 10 W pentru 14 MHz. După cum se observă, colectoarele și bazele se leagă între ele direct, cu dispunerea din desen. Emitoarele sunt interconectate prin rezistoare chimice de 0,5 Ω.

Ieșirea etajului se face pe emitor prin bobina L_1 (7 spire CuEm 1 mm, diametrul bobinajului 15 mm).

Alimentarea etajului se face cu 24 V.

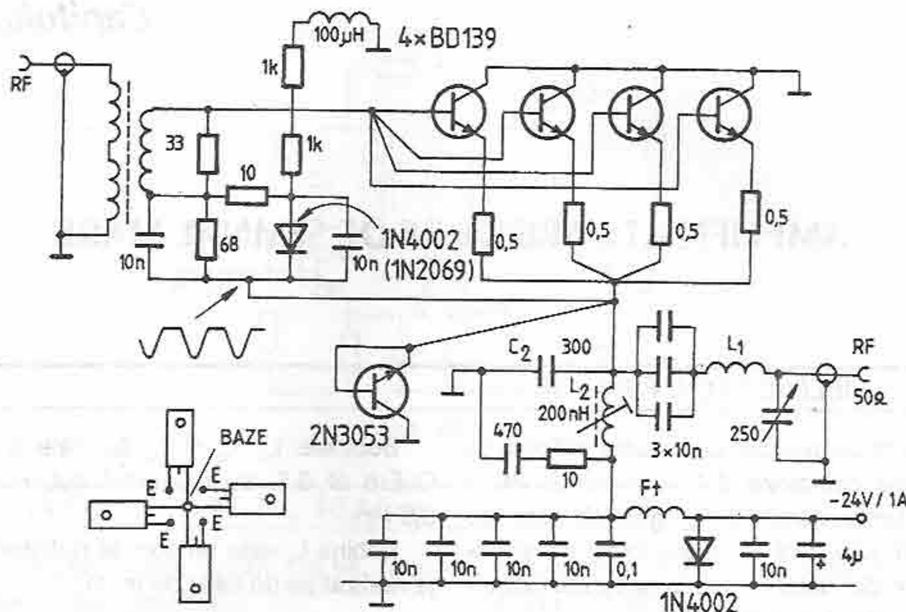


Fig. 19.2

3. AMPLIFICATOR 1,5 W

Montajul format din trei etaje, primind la intrare un semnal de 5 mW, de la oscilator sau separator, debitează la ieșire 1,5 W. În cele trei etaje sunt montate tranzistoare curent folosite de radioamatori, montate pe un circuit imprimat compartimentat (ecran între etaje). Bobinele sunt astfel construite: L_1 are 5 spire CuAg 0,8, priză la 1,5 (lungime bobină 12 mm), L_2 are 3 spire CuAg 1 (lungime bobinaj 5 mm), L_3 are 3 spire CuAg 1 (lungime bobinaj 6 mm), L_4 are 5 spire CuAg 1 (lungime bobinaj 10 mm), iar L_5 are 4 spire CuAg 1 (lungime bobinaj 10 mm).

Toate bobinele sunt fără carcasă și au diametrul de 7 mm. Condensatoarele trimer au valoarea 4 ... 10 pF. (Figura 19.3).

4. AMPLIFICATOR LINIAR 144 MHz

Montajul este un amplificator liniar cu bandă de trecere mai mare de 2 MHz, care poate livra o putere de 10 W pe o sarcină de 50 Ω.

Acest amplificator este util în transmisiuni SSB, FM și CW.

Tranzistoarele sunt de următoarele tipuri: VT1 = KT920A, VT2 = KT920B, VT3 = KT920B sau KT925B, VT4 = 2T9136, VD1 = VD2 = 2T9135, VD3 = 2D5606.

După cum se observă în schemă, VD1 și VD2 sunt tranzistoare montate pentru protecția termică a acestora.

Bobinele au următoarea configurație:

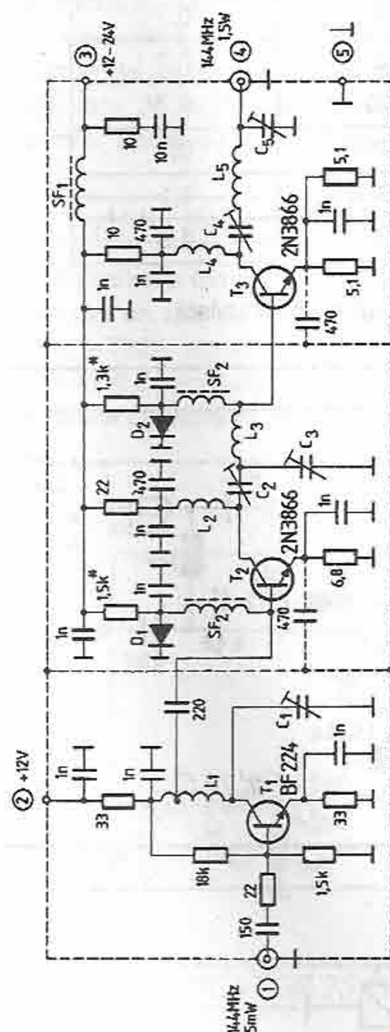


Fig. 19.3

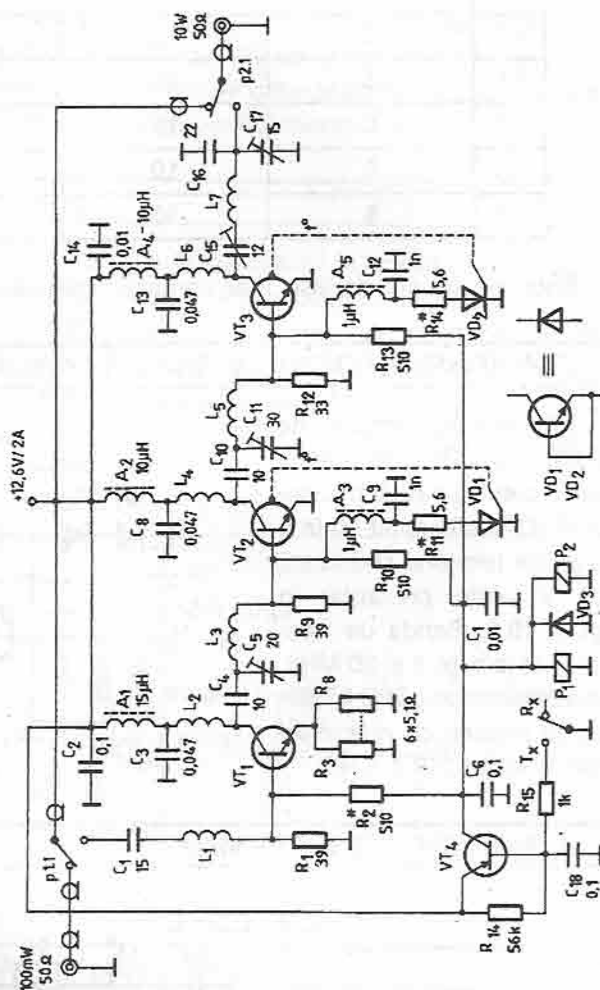


Fig. 19.4

	Diametru	Lungime	Nr. spire	Diametru sârmă
L1	5	15	3	0,7
L2	5	10	5	0,7
L3	8	15	2	0,7
L4	5	20	10	0,7
L5	6	15	2	0,7
L6	6	10	5	1,1
L7	8	10	4	1,5

Bobinele se construiesc fără carcasă, din sârmă de cupru emailată.

5. AMPLIFICATOR RF DE BANDĂ LARGĂ

Un montaj simplu de amplificator RF de bandă largă, prevăzut cu tranzistorul 2N3375, alimentat de la o sursă de tensiune stabilizată (24 V) este prezentat în figura 19.5. Banda de frecvență este între 3 și 30 MHz, amplificatorul putând fi utilizat cu succes ca etaj intermediar între QRP și QRO.

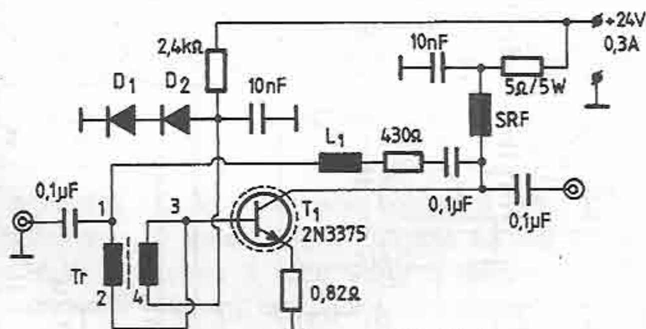


Fig. 19.5

6. AMPLIFICATOR 145 MHz

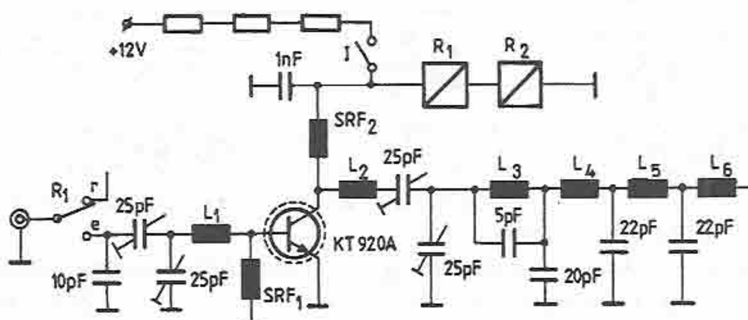


Fig. 19.6

Amplificatorul din figura 19.6 are un circuit de adaptare la intrare, un singur tranzistor KT920A și un filtru de ieșire acordat în banda de 145 MHz.

Bobinele L_3, L_4, L_5 și L_6 se execută din sârmă de cupru argintat cu diametrul de 0,9 mm „în aer" având un diametru de 6 mm. Șocul de radiofrecvență SFR1 se execută pe o bară de ferită cu diametrul de 3 mm și lungimea de 15 mm, din sârmă de CuEm 0,6, bobinând în aer 10 spire pe un diametru de 4 mm.

Bobinele L_1 și L_2 se execută din sârmă CuAg 1,2, pe un diametru de 9 mm și lungimea bobinajului de 10 mm. Releele R_1 și R_2 vor fi alimentate la 12 V.

7. AMPLIFICATOR 145 MHz (II)

În varianta din figura 19.7 amplificatorul mai are un etaj de RF echipat cu tranzistorul KT920 urmat de un final KT925B, alimentat de această dată de la o sursă de tensiune capabilă să furnizeze 24 V / 2 A.

Amplificatorul, în această variantă, consumă, la tensiunea de cca. 18 V, un curent de 1,6 A, ceea ce conduce la ideea utilizării unei surse de alimentare de la rețeaua de curent alternativ.

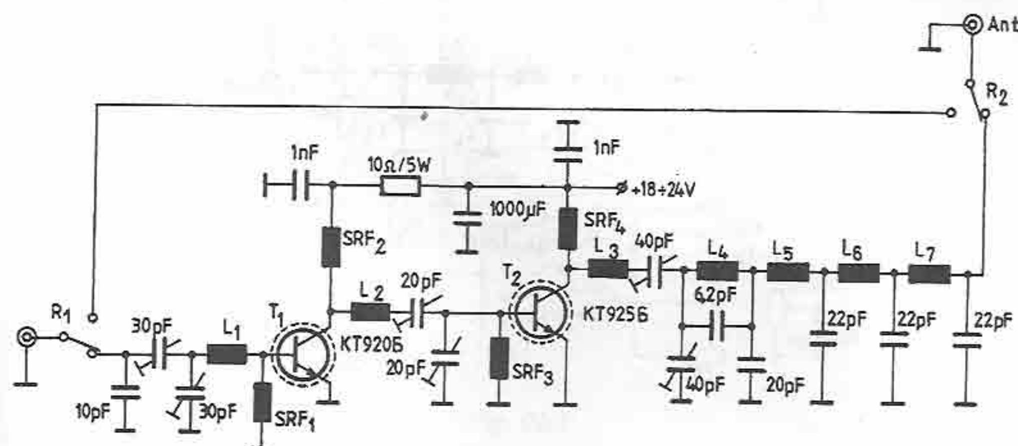


Fig. 19.7

8. AMPLIFICATOR 25 W DE BANDĂ LARGĂ

Amplificatorul din figura 19.8 lucrează în toate benzile de radiofrecvență (3,5 – 30 MHz) cu o putere utilă de ieșire de cca. 25 W la un consum de 24V / 2,8 A. Circuitul de ieșire s-a realizat cu un filtru π de tip obișnuit (figura 19.8.a) sau o celulă Cebîșev cu două filtre (figura 19.8.b). Bobinele se execută pe toruri de ferită T 20 x 10 x 10F4.

Divizorul de intrare asigură o rezistență de sarcină de aproximativ 75 Ω, iar semnalul de radiofrecvență este aplicat printr-un transformator coborâtor de tensiune (4 : 1) pe baza tranzistorului KT904, montat obligatoriu pe un radiator din tablă de aluminiu.

Șocul de radiofrecvență SRF1 se realizează pe o bară de ferită (Ø3 mm), bobinând 15 spire din sârmă CuEm 0,1.

Șocurile de radiofrecvență sunt realizate pe toruri de ferită tip F 18 x 8,5 x 10F4 (pot fi procurate de la ROFFERITE București) având 1,6 μH (se bobinează 4 spire de sârmă de cupru cu diametrul de 0,8 mm izolată cu PVC).

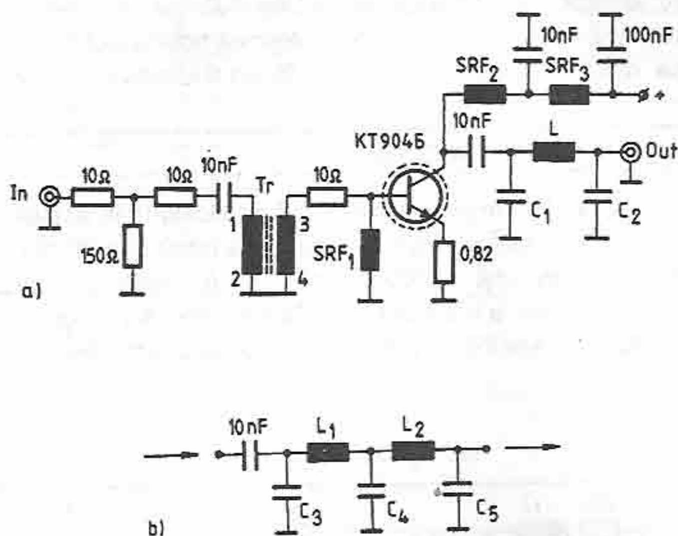


Fig. 19.8

ETAJE DE MODULAȚIE ȘI DETECȚIE

1. OSCILATOR RF CU MA

În figura 20.1 este reprezentată schema unui montaj care generează semnal MA și se alimentează la o baterie de 4,5 V.

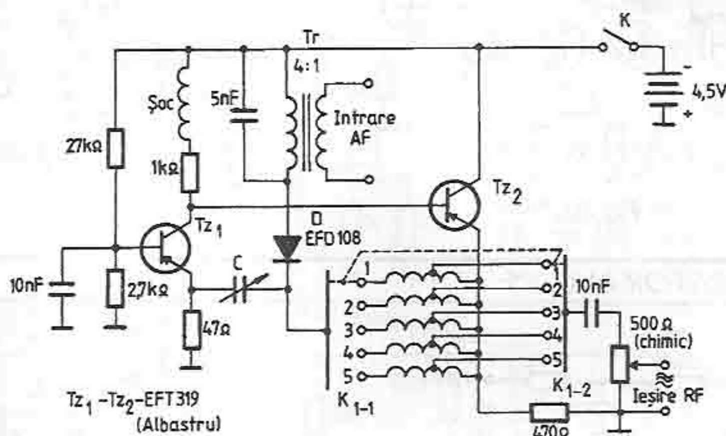


Fig. 20.1

2. TX – QRP

Emițătorul din figura 20.2 debitează 20 mW pe frecvența de 50 MHz, modulația fiind în amplitudine.

Tranzistorul 2SK22 este oscilator cu cuarț, iar tranzistorul 3SK22 este amplificator modulat. De remarcat că poarta acestui tranzistor este polarizată suplimentar cu o baterie. Transformatorul de modulație este tip cuplaj între etaje la amplificatoare cu tranzistoare.

3. GENERATOR FM

Pentru reglarea receptoarelor FM din banda de 2 m se poate construi un mic oscilator cu un singur tranzistor BFX89 sau 2N918. Semnalul poate fi modulat cu

1000 Hz, preluat de la un generator AF, sau cu unul audio, preluat de la un microfon. Bobinele L_1 și L_2 sunt construite din sârmă CuEm 0,6, cu diametrul bobinajului 8 mm, fără carcasă, L_1 are 4 spire, iar L_2 are 2 spire. În serie cu semnalul modulator este montat un șoc de radiofrecvență cu 45 de spire pe un miez de ferită.

Fig. 20.2

Fig. 20.3

4. GENERATOR MA - PS

$u_1 = U_1 \sin \omega t$

$u_2 = U_2 \sin \omega_m t$

$u_{ieș} = k \cdot u_1 \cdot u_2$

SE OBȚINE:

$u_{ieș} = k \frac{U_1 U_2}{2} [\cos(\omega + \omega_m)t - \cos(\omega - \omega_m)t]$

a)

b)

Fig. 20.4

Utilizarea circuitului integrat TAA661 în canalul de sunet al televizoarelor este bine cunoscută. Cu acest circuit se poate realiza (figura 20.4.a) un etaj modulat în amplitudine cu purtătoarea suprimată (MA – PS sau DSB).

În figura 20.4.b se prezintă oscilograma obținută pentru $U_{ieș}$. S-a lucrat cu f = 40 kHz, 150 kHz, 500 kHz și $f_m \leq 1000$ Hz.

5. GENERATOR DSB

În comunicațiile SSB, prima formă a semnalului este DSB, adică din semnalul RF modulat este suprimată purtătoarea, selectarea benzii dorite făcându-se ulterior cu un filtru.

Semnalul de la microfon este amplificat de circuitul 741 și împreună cu subpurtătoarele pentru banda superioară sau inferioară, mixate cu semnalul de la VFO, este aplicat modulatorul echilibrat MC1496. La ieșirea acestuia se obține semnalul DSB cu o amplitudine de 0,5 V vârf la vârf.

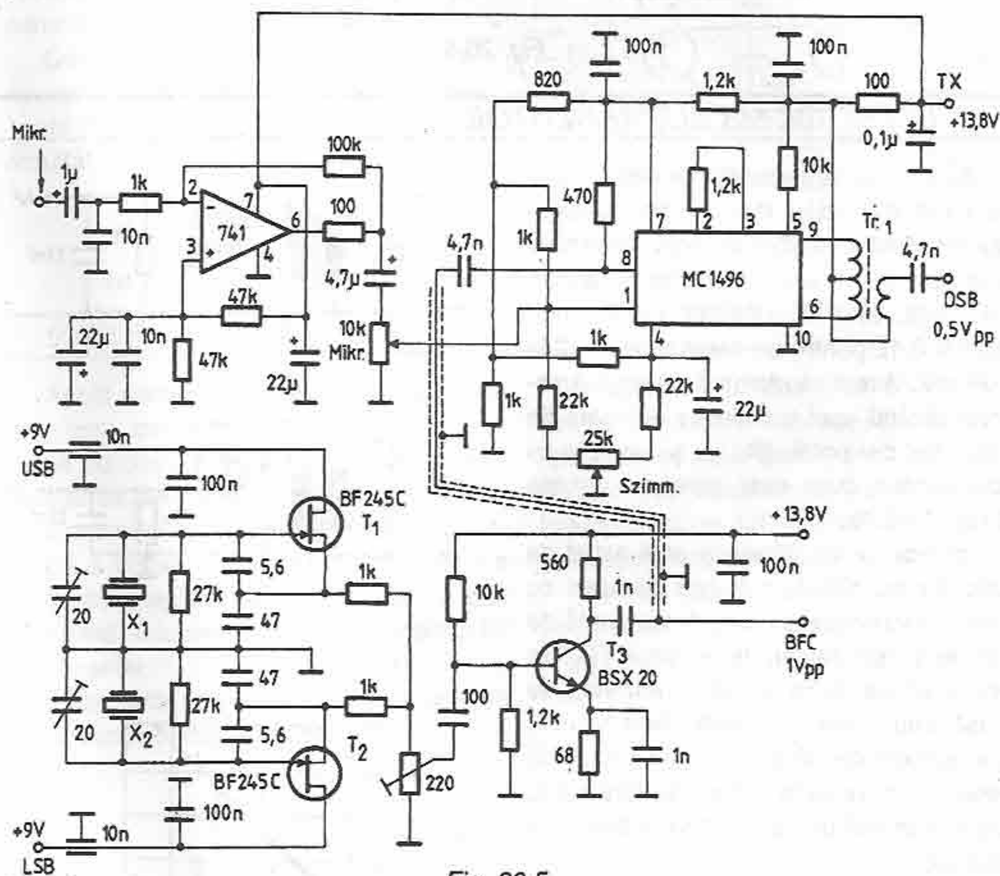


Fig. 20.5

6. DETECTOR MA CU DIODĂ

În figura 20.6 este reprezentată schema unui etaj detector cu diodă semiconductoare folosit în radioreceptorul S – 631T.

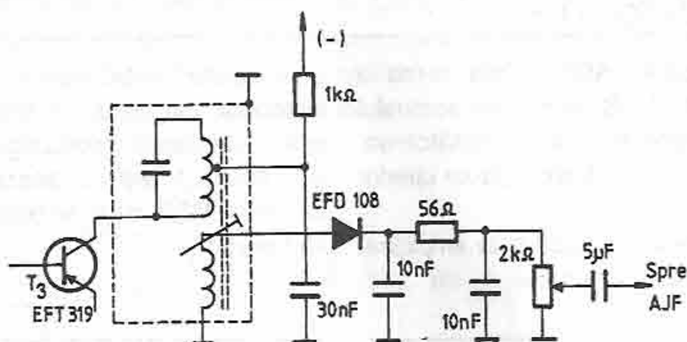


Fig. 20.6

7. DETECTOR MA CU TRANZISTOR

Se știe că randamentul detecției clasice cu diodă, adică raportul dintre valoarea tensiunii de audiofrecvență obținute la ieșire pentru un anumit semnal de audiofrecvență, este întotdeauna cuprins între 0,01 și 0,12 pentru un semnal de la 20 la 100 mV. Acest randament poate fi ameliorat făcând apel la montaje dubloare de tensiune, dar pot fi utilizate și montaje cu tranzistoare cum sunt cele din figurile 20.7a și 20.7b.

Impedanța de intrare a unui astfel de detector nu diferă mult față de unul cu diodă și valoarea sa este determinată de valoarea rezistenței de sarcină R_1. Se poate utiliza orice tip de tranzistor de joasă sau înaltă frecvență. Bobinajul L_2 are aproximativ 20 de spire și se execută peste L_1, cu priză la mijloc sau fără priză, după montajul utilizat, performanțele fiind identice.

În graficul din figura 20.7c curba 1 reprezintă randamentul detecției cu tranzistor, iar în curba 2, randamentul detecției cu diodă. Pentru un semnal de intrare de 30 mV, randamentul crește de 6,5 ori. Pentru un semnal la intrare de 100 mV, creșterea randamentului este

Fig. 20.7

doar de 3,5 ori. Aceste curbe au fost trasate pentru valoarea frecvenței intermediare de 465 kHz și rezistența de sarcină de 1 kΩ.

8. DETECTOR DE PRODUS

Cu două tranzistoare BC108 sau BC109 se poate realiza un detector de produs cu parametri ridicați. Pe baza tranzistorului 1 se introduce semnalul recepționat, iar pe baza tranzistorului 2 semnalul de la oscilatorul local.

Colectoarele celor două tranzistoare au ca sarcină comună o bobină de 1 mH de pe care se culege și semnalul rezultat.

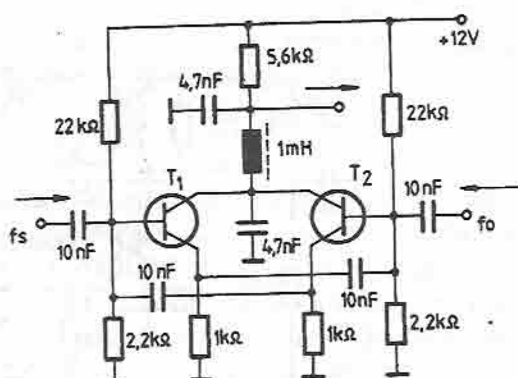


Fig. 20.8

9. DETECTOR MF

Acest demodulator MF, simplu de realizat, este denumit discriminator de frecvență cu două circuite cuplate sau demodulator de frecvență diferențial.

Deoarece acest tip de demodulator necesită o limitare prealabilă în amplitudine a semnalului aplicat la demodulator, a fost necesară folosirea unui etaj amplificator suplimentar.

Înfășurările L_1 și L_3 au câte 100 de spire și folosesc conductor CuEm 0,1.

Înfășurarea L_2 are 2 x 15 spire din același conductor. Acordul (fără aparatură specială) se face după minim de „fâșâit". Se folosesc transformatoare de frecvență intermediară de 470 kHz de la receptoarele Milcov, Pescăruș etc.

Intrarea detectorului se conectează la secundarul ultimului transformator FI din receptorul cu MA, unde se face detecția de MA.

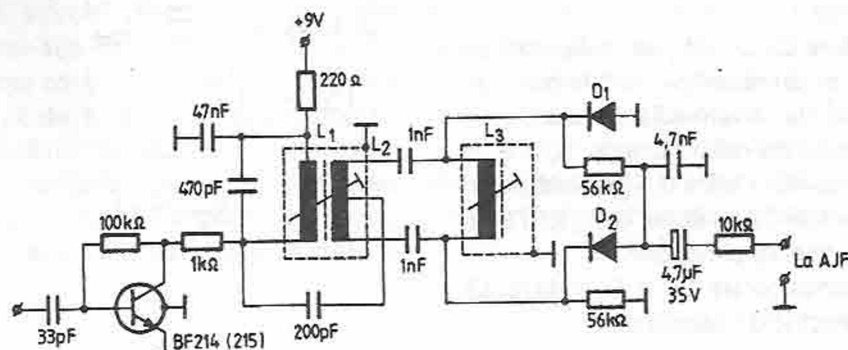


Fig. 20.9

10. DEMODULATOR MA – MF

În figura 20.10 este prezentată schema demodulatorului MA – MF din radioreceptorul Neptun 2S.

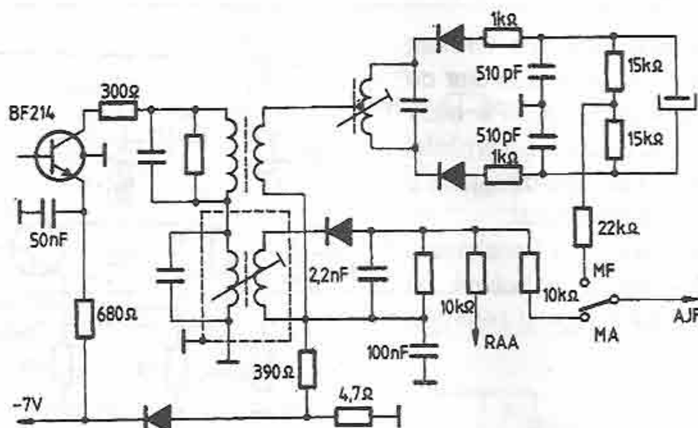


Fig. 20.10

11. DETECTOR MF - 455 kHz DE BANDĂ ÎNGUSTĂ

Vă prezentăm alăturat un demodulator de modulație de frecvență pentru 455 kHz, cu bandă îngustă (8 - 10 kHz), care este ușor de executat și care dă rezultate foarte bune.

Montajul este realizat cu circuitul integrat TBA120U, iar schema a fost inspirată de recomandările de aplicație a acestui circuit prezentate de firma constructoare (bineînțeles, cu unele mici modificări specifice frecvenței la care este folosit).

Bobinele L_1, L_2 și L_3 se realizează pe carcase și armături de transformatoare de frecvență intermediară folosite în receptoarele de radiodifuziune. L_1 are 10 spire conductor CuEm 0,1 (bobinat peste L_2); L_2 conține 72 de spire, iar L_3 tot 72 de spire, din același conductor.

Condensatoarele C_3 și C_4 trebuie să fie cu dielectric din stiroflex.

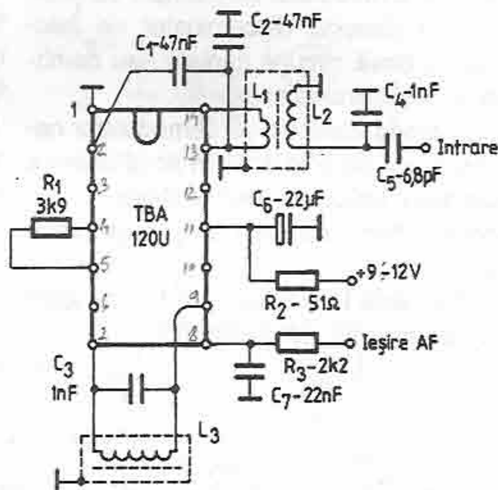


Fig. 20.11

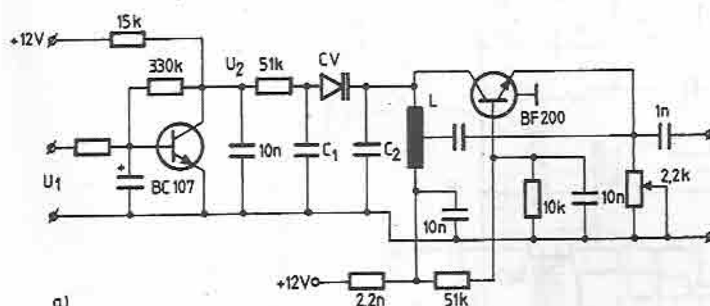
12. OSCILATOR RF CU CAF

În figura 20.12.a este dată schema de principiu a unui oscilator RF cu baza la masă, prevăzut cu posibilitatea ajustării electronice a frecvenței cu ajutorul unei diode varicap (Cv) comandată prin intermediul unui etaj amplificator de tensiune continuă cu tensiune joasă de intrare (U_{1max} = ±0,3V). Tensiunea U_2 și frecvența de oscilație f variază ca în figura 20.12.b. Capacitatea de acord a circuitului oscilatorului este $C = C_2 + C_1Cv(C_1 + Cv)$ și se alege funcție de frecvența de oscilație dorită, f_0, apoi se determină:

$$L = 1/\omega_0^2 C$$

Priza pe bobină este la 1/5 de capătul rece. Deviația de frecvență maximă Δ f în jurul lui f_0 este funcție de variația capacității Cv (Δ Cv), deci de tipul diodei varicap. $\Delta f = \Delta Cv / (1 + Cv / C_1)(1 + Cv / C_2)^2$.

Relațiile date sunt suficiente pentru constructorii amatori pentru a realiza un oscilator RF cu comanda frecvenței (ce poate fi automatizată), necesar în receptoarele sau în sintetizoarele de frecvență.



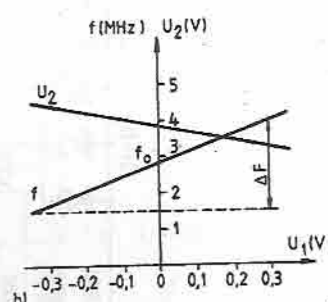


Fig. 20.12

13. VOBULOSCOP

Un osciloscop obișnuit poate deveni vobuloscop cu ajutorul generatorului alăturat. În acest mod se pot verifica etajele de frecvență intermediară cu frecvența de aproximativ 465 kHz.

Montajul conține un circuit integrat cu 4 porți ȘI (poate fi un CBD400). Primele 3 porți constituie formatorul de impulsuri dinte de fierăstrău pentru sincronizarea osciloscopului (bază de timp) și pentru realizarea devierii de frecvență. Oscilatorul de radiofrecvență are o poartă ȘI al cărei circuit oscilant conține 3 diode varicap (D_1 ... D_3), tip BA102. Semnalul de sincronizare prin intermediul lui T_1 este aplicat diodelor varicap, iar semnalul vobulat, rezultat din emitorul lui T_2, se injectează circuitului supus acordării.

Frecvența de lucru se poate deplasa din Cv. Inductanța L_1 este o bobină de la un filtru IF al unui receptor cu tuburi.

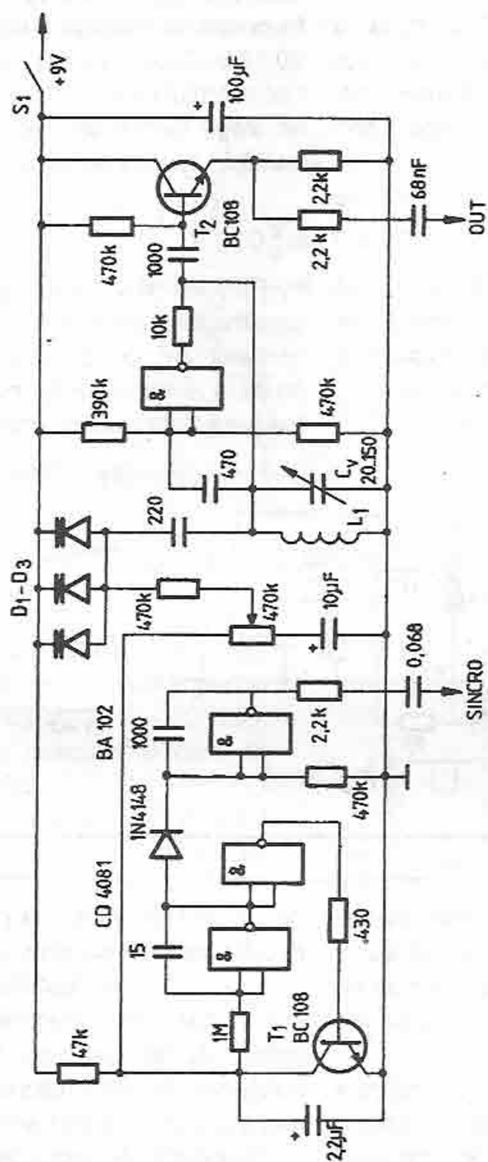

S1
+9V
100µF
T2
BC108
470k
1000
2,2k
2,2 k
68nF
OUT
10k
&
390k
470k
470
Cv
20.150
L1
220
D1–D3
470k
470k
10µF
0,068
SINCRO
BA 102
1000
&
2,2k
470k
1N4148
CD 4081
&
15
&
430
1M
T1
BC 108
47k
2,2µF

Fig. 20.13

14. SWEEP-OSCILATOR

Apariția unei stații de emisie în banda de 2 m poate fi sesizată automat de receptor dacă acestuia i se atașează un sweep - oscilator.

Oscilatorul din figura alăturată este de tip Colpitts.

Un multivibrator generează un semnal care, aplicat diodei varicap, produce deplasarea frecvenței oscilatorului.

Valoarea condensatorului Cx determină deviația de frecvență a oscilatorului și, în medie, are mărimea de 22 pF. Tranzistoarele sunt de tip BC108 sau BF214.

Bobina L_1 are 9 spire CuEm 0,3 pe un suport cu miez de ferită. Bobinele L_2 și L_3 sunt identice, având 7 spire CuAg 1, bobinate cu un diametru de 8 mm, lungimea bobinajului fiind de 11 mm.

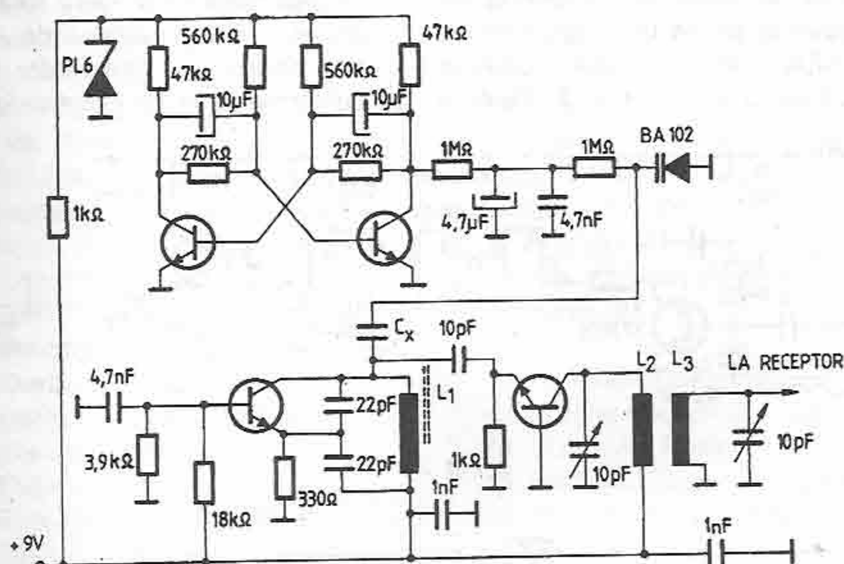


Fig. 20.14

15. MODULATOR DE FAZĂ

Modulatorul propus este destinat aparaturii de comunicații în UUS cu M Φ și MF.

Structura sa constă din: modulator în durată a impulsurilor (MDI), divizor de frecvență (DF) având n = 2 și un amplificator acordat (AA).

Schema de principiu a modulatorului de fază este reprezentată în figura 20.15. MDI este realizat cu tranzistorul VT1 și cu elementele DD1.1 și DD1.2. Divizarea cu 2 a frecvenței o realizează triggerul tip D, DD2.1, de la a cărui ieșire neinversată semnalul se aplică la AA, alcătuit pe tranzistorul VT2.

Semnalul modulator de IF se aplică prin circuitul de decuplare L_1, C_2 la baza tranzistorului VT1 și, însumându-se cu oscilațiile heterodinei, modifică timpul de menținere în stare deschisă a tranzistorului.

Astfel, la ieșirea elementului DD1 se formează o succesiune de impulsuri având frecvența heterodinei și modulația în durată. În această schemă de MDI, modulația în durată are loc în principal datorită modificării în timp a poziției frontului impulsurilor de la ieșirea elementului DD1.2.

Frontul crescător comută triggerul D dintr-o stare în alta și în funcție de aceasta este ales numărul de elemente logice (două ȘI – NU) din MDI. Amplitudinea tensiunii de heterodină se stabilește la 1V; prin aceasta umplerea Q a impulsurilor la ieșirea MDI, când semnalul modulator lipsește, este Q = T / τ = 2. Deviația maximă a fazei semnalului de ieșire în regim de modulație este $\Delta \Phi_{max} = 90°$.

Pentru a se obține o M Φ de bandă îngustă deviația trebuie să fie considerabil mai mică: $\Delta \Phi_{max} < 1$.

Indicele de modulație necesar se obține acordând AA pe o armonică de ordin superior conținută în spectrul semnalului tip „meandre" (lipsit de armonice pare) obținut la ieșirea divizorului de frecvență. În schema modulatorului de fază se poate utiliza orice tranzistor din seria KT315.

Droselul L_1 are valoarea de 470 μH. Valorile parametrilor elementelor C_4 și L_2 sunt determinate de frecvența de lucru.

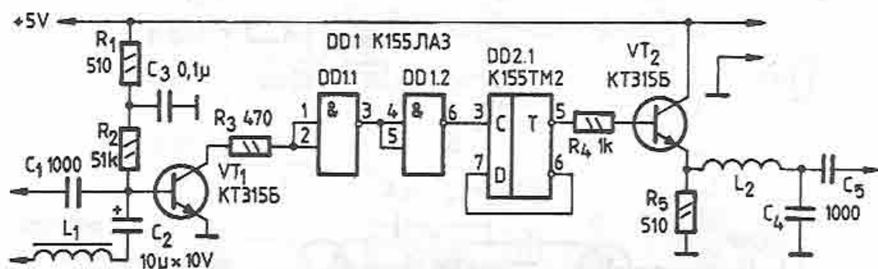
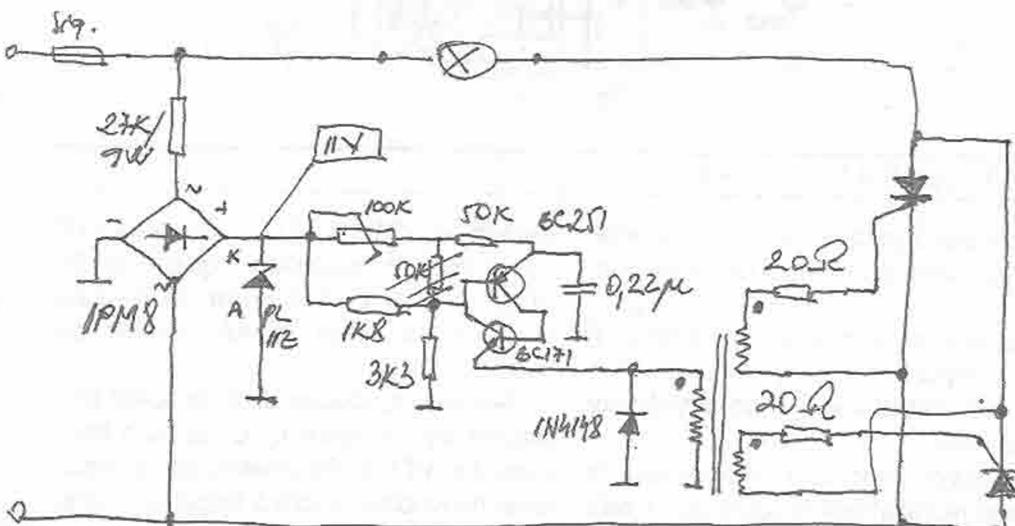
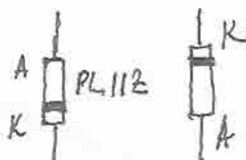


Fig. 20.15





LISTA COLECȚIILOR DE REVISTE CONSULTATE

1. Tehnium (1970 – 1974)
2. Zrob Sam (Polonia)
3. Wireless World (Anglia)
4. Radio Communication (Anglia)
5. Ham Radio (în engleză)
6. Funk Amateur (Germania)
7. Amaterske Radio (Cehia)
8. Radio Plans (Franța)
9. Radio Televizia Elektronika (Bulgaria)
10. Radio (Rusia)
11. Praktik (Germania)
12. Elektor Verlag (Germania)
13. Elektronisches Jahrbuch (Germania)
14. Tehnike Novine (Iugoslavia)
15. Ezermester (Ungaria)
16. Elektron (Slovacia)
17. Radiotechnika (Ungaria)
18. Toute L'Électronique (Franța)
19. Mlad Konstruktor (Bulgaria)
20. Elektor (Germania)
21. Modelist Konstruktor (Rusia)
22. Le Haut Parleur (Franța)
23. QRV
24. CQ – DL (Germania)
25. Jugend und Technik (Germania)
26. AEG Telefunken (Germania)
27. Radio Fernsehen Elektronik (Germania)
28. Ham Radio Magazine (Anglia)
29. VTM (Cehia)
30. Radioelectronic
31. Radioamater (Polonia)
32. L'Électronique Pratique (Franța)
33. Buletin IPRS
34. Electronics Today International
35. Practical Electronics (în engleză)
36. QST (SUA)
37. Radio REF (Franța)
38. Practical Wireless (în engleză)
39. PZK – Buletin (Polonia)
40. Radio TE
41. MT
42. Fünkchen (Germania)
43. Popular electronics (SUA)
44. CQ – HAM Radio
45. Electronic Engineering (SUA)
46. Japan Radio (Japonia)
47. Radio Rivista (Italia)
48. Junâi Technik (Rusia)
49. Funk Technik (Germania)
50. Buletin ARRL (SUA)
51. Buletin ICEE
52. Antena (Italia)
53. Old Man (SUA)
54. Almanah Tehnium (1982 – 1990)
55. SS ITT Semiconductors (SUA)